VERBESSERUNG DES WIRKUNGSGRADES VON AMPLITUDENMODULATIONSVERFAHREN FÜR DIE ÜBERTRAGUNG VON TELEFONIESIGNALEN DURCH EINEN GESTÖRTEN NACHRICHTENKANAL

INAUGURAL-DISSERTATION
zur
Erlangung der Doktorwürde
des
Fachbereichs Physik
der
Philipps-Universität Marburg/Lahn

vorgelegt von

JÜRGEN-PETER SCHMIDT

aus Berlin

Marburg/Lahn 1978

Druck: Görich & Weiershäuser, Marburg

VERBESSERUNG DES WIRKUNGSGRADES VON AMPLITUDENMODULATIONSVERFAHREN FÜR DIE ÜBERTRAGUNG VON TELEFONIESIGNALEN DURCH EINEN GESTÖRTEN NACHRICHTENKANAL

INAUGURAL-DISSERTATION
zur
Erlangung der Doktorwürde
des
Fachbereichs Physik
der
Philipps-Universität Marburg/Lahn

vorgelegt von

JÜRGEN-PETER SCHMIDT

aus Berlin

Marburg/Lahn 1978

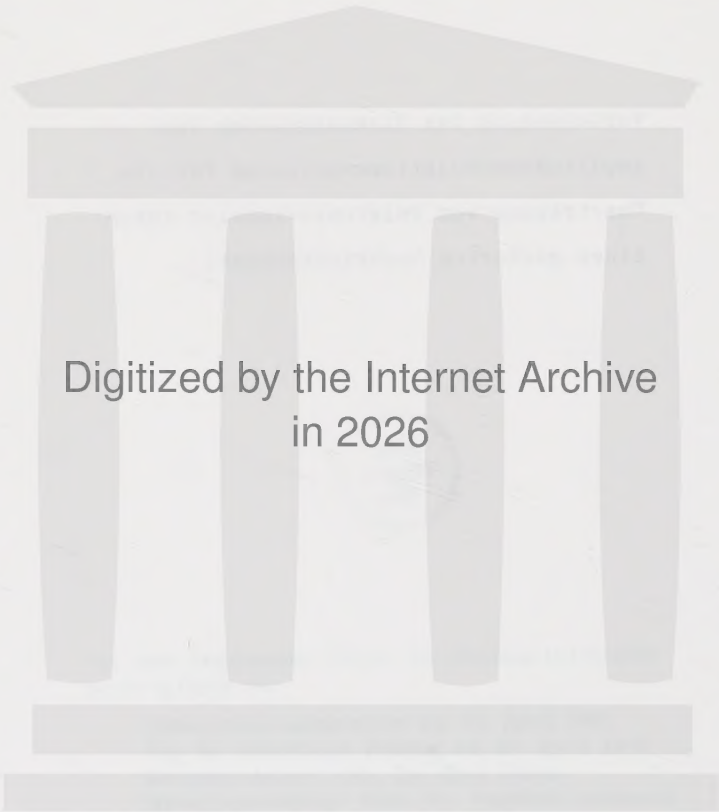
Druck: Görich & Weiershäuser, Marburg

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Von dem Fachbereich Physik der Philipps-Universität Marburg/Lahn als

Dissertation angenommen am 12. April 1978
Tag der mündlichen Prüfung am 20. April 1978
Berichterstatter: Prof. Dr. Hans Wolter
Mitberichterstatter: Prof. Dr. Siegfried Großmann

Verbesserung des Wirkungsgrades von Amplitudenmodulationsverfahren für die Übertragung von Telefoniesignalen durch einen gestörten Nachrichtenkanal


Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546807_0007

Inhaltsübersicht

		Seite
1.	Einleitung	1
2.	Modulationsverfahren zur Erzeugung von Schmalbandsignalen.	4
2.1.	Darstellung eines Schmalbandsignals durch seine Amplituden- und Phasenfunktion.	4
2.2.	Spitzenleistung, mittlere Leistung und Scheitelfaktor von Schmalbandsignalen.	7
2.3.	Scheitelfaktor von statistischen Signalen.	10
2.4.	Die Doppelseitenband-Modulation (DSB).	11
2.5.	Die Einseitenband-Modulation (ESB).	16
2.6.	Erhöhung der mittleren Leistung eines amplitudenmodulierten Signals (AM) durch Änderung seiner Amplituden- und Phasenfunktion.	24
2.7.	Darstellung eines ESB-Signals, dessen Amplitudenfunktion mit der eines AM-Signals übereinstimmt, das von demselben Basisbandsignal abgeleitet wurde wie das ESB-Signal.	41
3.	Verringerung der Hüllkurvenschwankungen von Schmalbandsignalen durch nichtlineare Maßnahmen.	44
3. 1.	Wirkungsweise eines Amplitudenbegrenzers.	44
3.2.	Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes von Schmalbandsignalen durch Amplitudenbegrenzung.	47
4.	Näherungsrechnungen zur Ermittlung der Spektren von amplitudenbegrenzten einfachen Schmalbandsignalen.	50
4.1.	Berechnung des Spektrums eines begrenzten Zweiton-ESB-Signals.	50
4.2.	Verfolgung des Signalflusses durch einen Übertragungskanal an Hand von Oszillogrammen bei Einsatz des Begrenzers für das unter 4.1. betrachtete Signal und andere.	55
4.3.	Äquivalenz von DSB-Begrenzung und Begrenzung des Basisbandsignals.	64
4.4.	Vergleich der Spektren von ESB-Signalen, die durch ESB- und DSB-Begrenzung gewonnen wurden.	71
5.	Darstellung von amplitudenbegrenzten Schmalbandsignalen durch Reihenentwicklungen.	81
6.	Aufbau der Meßapparatur.	90
6.1.	Basisbandgenerator.	91
6.2.	Trägergenerator.	93
6.3.	Begrenzer.	94
6.4.	Modulator und Demodulator.	95
6.5.	Meßschaltungen.	95

6.6. Regelverstärker. 100
6.7. Rauschgeneratoren. 100
6.8. Filter. 101
7. Das Meßprogramm. 102
7.1. Beschreibung der Meßanordnung und der Durchführung der Messungen. 102
7. 2. Eintontest der Meßapparatur. 104
7.3. Amplitudenbegrenzung von frequenzbandbegrenzten Rauschsignalen. 109
7.4. Amplitudenbegrenzung von verrauschten Sinustönen. 112
7.5. Amplitudenbegrenzung von Doppeltönen. 114
7.6. Amplitudenbegrenzung von Mehrfachtönen. 122
8. Diskussion der Meßergebnisse. 124
9. Schlußbemerkungen. 128
10. Anhang (Schaltpläne der Meßapparatur).

Literaturverzeichnis

1. Einleitung

Nachrichten-Übertragungssysteme für Telefonie, die mit Amplitudenmodulationsarten arbeiten, zeichnen sich dadurch aus, daß Übertragungsbandbreite und Spitzenwert der Signalleistung begrenzt sind. Für ersteres sind frequenzökonomische Gesichtspunkte verantwortlich, letzteres liegt daran, daß der Linearitätsbereich der in der Signalaufbereitung vorkommenden elektronischen Bauelemente begrenzt ist. Der Mittelwert der Signalleistung ist im allgemeinen beträchtlich niedriger als der Spitzenwert der Hüllkurve. Ein Kriterium für die Übertragungsgüte ist das Signal-Stör-Verhältnis bzw. das Signal-Rausch-Verhältnis, wenn der Nachrichtenkanal nur durch Rauschen gestört ist. Die Effektivwerte von Signalspannung und Rauschspannung bestimmen dieses Verhältnis. Für Signale, die sich als Überlagerung von Spannungen $U_i(t) = U_{oi} \cos \omega_i \cdot t$ darstellen lassen, ist das Verhältnis von Spitzenleistung P_s (Spitzenwert der Hüllkurve) zu mittlerer Leistung P durch den Quotienten

$$S = \frac{P_s}{\overline{P}} = \frac{\left[\sum_i U_{oi}\right]^2}{\sum_i U_{oi}^2}$$

gegeben, d. h. je mehr Spektralkomponenten am Aufbau des Signals beteiligt sind, desto größer wird dieses Verhältnis. Das bedeutet, daß bei Vorhandensein von Störungen im Nachrichtenkanal und bei begrenzter Signal-Spitzenleistung die Übertragungsqualität eines Schmalbandsignals umso schlechter wird, je vielfältiger seine spektrale Zusammensetzung ist. Gelingt es, das Verhältnis S zu verringern, indem bei gleichbleibendem P_s die mittlere Leistung P vergrößert wird, dann wird der Übertragungskanal besser ausgenutzt.

Wolter hat bereits in [1] auf gewisse Analogien zwischen dem Zernikeschen Phasenkontrastverfahren der Mikroskopie und Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik hingewiesen. Beschreitet man im Bereich der Nachrichtentechnik den Weg, den Zernike eingeschlagen hat, in umgekehrter Richtung, so zeichnet sich in Bezug auf die o. a. Problemstellung eine Möglichkeit ab, die Wirksamkeit der Signalübertragung mit Amplitudenmodulation zu verbessern. Wird nämlich beim Amplitudenmodulationsverfahren der Träger gegenüber den Seitenbändern um $\frac{\pi}{2}$ in der Phase gedreht, dann wird das Zeitporträt des AM-Signals derart geändert,

daß bei gleichbleibender mittlerer Signalleistung die Spitzenleistung zurückgeht. Das Signal ist nun amplituden- und phasenmoduliert (PAM-Signal). Das Intensitätsspektrum des Signals wird von dieser Maßnahme nicht berührt. Die Übertragungsbandbreite des PAM-Signals ist dieselbe wie die des AM-Signals. Besondere Bedeutung für die Übertragung von Telefonie-Signalen haben heute die trägerlosen Amplitudenmodulationsverfahren, die Doppelseitenband- und die Einseitenbandmodulation. Hier läßt sich durch nicht-lineare Prozesse eine Anhebung der mittleren Leistung erreichen. Mit Hilfe eines Amplitudenbegrenzers, wie er z.B. bei Küpfmüller[2] beschrieben wird, um die Dynamik eines Sprachsignals zu verringern, lassen sich die Hüllkurvenschwankungen von ESB- und DSB-Signalen verringern. Das Einfügen eines solchen nichtlinearen Übertragungsgliedes in den Nachrichtenkanal hat aber gleichzeitig zur Folge, daß die übertragene Nachricht verzerrt wird. Im Spektrum des Signals treten neue Spektralkomponenten auf, die im Spektrum des Primärsignals nicht vorhanden waren. Sie liegen teilweise weit ab vom Übertragungsbereich und lassen sich dann mit Filtern unterdrücken. Daneben gibt es aber neue Spektralkomponenten, sog. Intermodulationsprodukte, die sich aus dem Spektrum nicht mehr entfernen lassen, da sie zwischen den ursprünglichen Spektralkomponenten angeordnet sind.

Einerseits kann also die mittlere Leistung eines Signals durch den Amplitudenbegrenzer vergrößert werden, womit zunächst die Übertragungsgüte des Signals durch einen gestörten Nachrichtenkanal verbessert wird, andererseits aber verringert die dabei auftretende Verfälschung des Signals dessen Qualität.

In dieser Arbeit sollen mögliche Begrenzerverfahren angegeben, beschrieben und miteinander verglichen werden.

In der Literatur wird zwar dem "hard limiter", der als Begrenzer bei der Frequenzmodulation Anwendung findet, breites Interesse entgegengebracht (z.B.[3], [4]); Amplitudenbegrenzer,die erst oberhalb einer gewissen Schwellenspannung ein Signal begrenzen, werden dagegen kaum erwähnt.

Middleton gibt in [5]ein allgemeines Verfahren an, um zu einer mathematischen Darstellung der Ausgangsspannung eines nichtlinearen Übertragungsgliedes zu gelangen, wenn die Eingangsspannung bekannt ist. Mit Hilfe dieses Verfahrens können wir eine Reihenentwicklung für das Ausgangssignal eines Amplituden-

begrenzers herleiten, wenn an seinem Eingang ein Schmalbandsignal anliegt. Damit ist prinzipiell ein Weg aufgezeigt, um das Problem theoretisch zu bearbeiten. Eine weitere Auswertung der Formel erweist sich jedoch als äußerst aufwendig und wenig anschaulich. Wir versuchen daher, auf experimentellem Wege die interessierenden Fragen zu klären. Für diesen Zweck wurde ein Muster-Übertragungskanal aufgebaut. Er enthält einen Signalgenerator, Modulatoren, den Amplitudenbegrenzer, verschiedene Filter, Demodulatoren und eine Reihe von Meßschaltungen. Anregungen für die technische Realisierung der Apparatur wurden aus [6] und [7] entnommen.

Die Signale, mit denen die verschiedenen Begrenzeranordnungen getestet werden, sollen zeitlich nicht abklingen. Für sie soll der Grenzwert

$$\overline{U^2(t)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} U^2(t)\, dt$$

existieren.

Neben Signalen, die sich als Überlagerung von harmonischen Schwingungen darstellen lassen, werden auch Rauschsignale in den Funktionenkatalog aufgenommen. Das Frequenzband aller verwendeten Funktionen soll jedoch beschränkt sein.

Ist $U_1(t)$ die Zeitfunktion eines Signals am Eingang des Nachrichtenkanals und $U_2(t+\tau)$ die um die Laufzeit τ verzögerte Zeitfunktion am Ausgang desselben, dann ist

$$\lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left[U_1(t) - U_2(t+\tau)\right]^2 dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \left[\frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} U_1^2(t)\, dt - \frac{1}{T} \int_{-T}^{T} U_1(t)\, U_2(t+\tau)\, dt + \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} U_2^2(t+\tau)\, dt \right]$$

d.h. der mittlere quadratische Fehler ist gleich der Summe der mittleren Signalleistungen an der Widerstandseinheit am Eingang und Ausgang des Nachrichtenkanals abzüglich des doppelten Kreuzkorrelationskoeffizienten. Die in dieser Gleichung auftretenden Summanden sind mit analogen Verfahren meßbar. Auf diese Weise läßt sich verfolgen, wie sich mittlere Leistung, mittlerer quadratischer Fehler und Kreuzkorrelationskoeffizient verhalten, wenn gewisse Parameter des Nachrichtenkanals verändert werden. Neben diesen Betrachtungen im Zeitbereich werden mit einem Spektrumanalysator die Spektren der Signale an den verschiedenen Stellen des Nachrichtenkanals untersucht.

2. Modulationsverfahren zur Erzeugung von Schmalbandsignalen.

2.1. Darstellung eines Schmalbandsignals durch seine Amplituden- und Phasenfunktion.

Die für die folgende Diskussion relevanten Signale lassen sich darstellen in der Form

$$(1) \qquad U(t) = A(t) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \varphi(t)\right) .$$

A(t) ist die Amplitudenfunktion, $\varphi(t)$ die Phasenfunktion und ω_0 die Kreisfrequenz.

An einem Beispiel, welches für die spätere Betrachtung von Bedeutung ist, soll diese Art der Darstellung demonstriert werden. Es sei ein Signal betrachtet, welches durch Superposition von zwei cos-Spannungen verschiedener Frequenz und Amplitude entsteht.

$$\begin{aligned}
U(t) &= U_1 \cos\left(\omega_1 t + \varphi_1\right) + U_2 \cos\left(\omega_2 t + \varphi_2\right) \\
&= U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 + (\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right) \\
&= U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot \cos\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right) \\
&\qquad - U_2 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot \sin\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right) \\
&= \left(U_1 + U_2 \cos\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right)\right) \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\
&\quad + U_2 \sin\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right) \cdot \cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 + \tfrac{\pi}{2}\right) \\
&= A_1 \cos(\omega_1 t + \alpha_1) + A_2 \cos(\omega_1 t + \alpha_2) \\
&= A \cos(\omega_1 t + \varphi)
\end{aligned}$$

Dabei ist $A = \left(A_1^2 + A_2^2 + 2 A_1 A_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1)\right)^{1/2}$ und

$$\tan\varphi = \frac{A_1 \sin\alpha_1 + A_2 \sin\alpha_2}{A_1 \cos\alpha_1 + A_2 \cos\alpha_2} .$$

$$A_1 = U_1 + U_2 \cos\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right)$$

$$A_2 = U_2 \sin\left((\omega_2 - \omega_1) t + \varphi_2 - \varphi_1\right)$$

$$\alpha_1 = \varphi_1$$

$$\alpha_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2}$$

Damit wird die Amplitudenfunktion

$$A(t) = \left\{ U_1^2 + 2U_1U_2\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1) + U_2^2\cos^2((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1) + U_2^2\sin^2((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1) + 2A_1A_2\cos\frac{\pi}{2}\right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1)\right\}^{1/2}.$$

Ihr Maximum ist offenbar $A_s = U_1 + U_2$, ihr Minimum $U_1 - U_2$.
Die Phasenfunktion lautet

$$\varphi(t) = \arctan \frac{[U_1 + U_2\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1)]\sin\varphi_1 + U_2\sin((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1)\cos\varphi_1}{[U_1+U_2\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1)]\cos\varphi_1 - U_2\sin((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2-\varphi_1)\sin\varphi_1}$$

$$= \arctan \frac{U_1\sin\varphi_1 + U_2\sin((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2)}{U_1\cos\varphi_1 + U_2\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi_2)}$$

Für die Signale

$$U_1(t) = U\cos\omega_1 t + \frac{1}{2}U\cos\omega_2 t \quad \text{und}$$

$$U_2(t) = \frac{1}{2}U\cos\omega_1 t + U\cos\omega_2 t$$

erhält man dieselbe Amplitudenfunktion

$$A(t) = \left\{ U^2 + \frac{1}{4}U^2 + U^2\cos(\omega_2-\omega_1)t\right\}^{1/2}$$

$$= U\left\{\frac{5}{4} + \cos(\omega_2-\omega_1)t\right\}^{1/2}.$$

Die Phasenfunktionen sind jedoch verschieden:

$$\varphi_1(t) = \arctan \frac{\frac{1}{2}U\sin(\omega_2-\omega_1)t}{U + \frac{1}{2}U\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

$$= \arctan \frac{\sin(\omega_2-\omega_1)t}{2+\cos(\omega_2-\omega_1)t} \quad ,$$

$$\varphi_2(t) = \arctan \frac{U \sin(\omega_2-\omega_1)t}{\frac{1}{2}U + U\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

$$= \arctan \frac{2\sin(\omega_2-\omega_1)t}{1 + 2\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

Abb.1 Darstellung der Funktionen A(t), $\varphi_1(t)$ und $\varphi_2(t)$

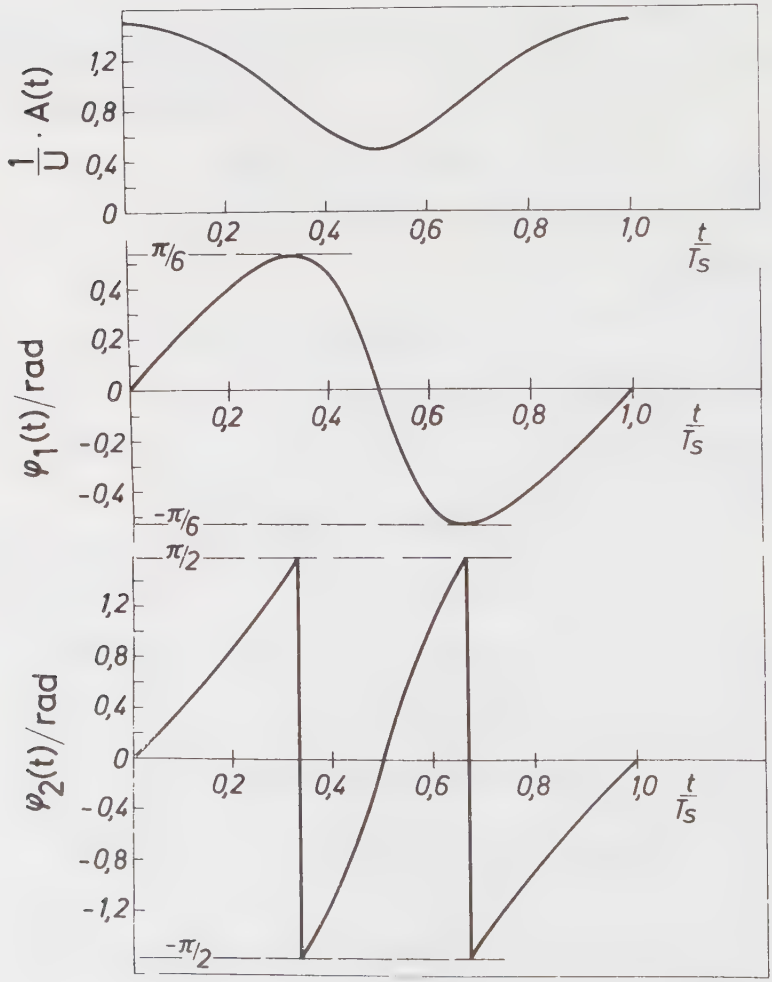
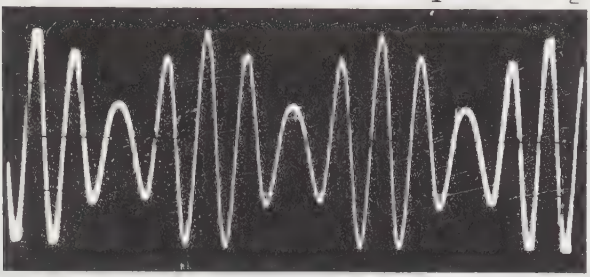
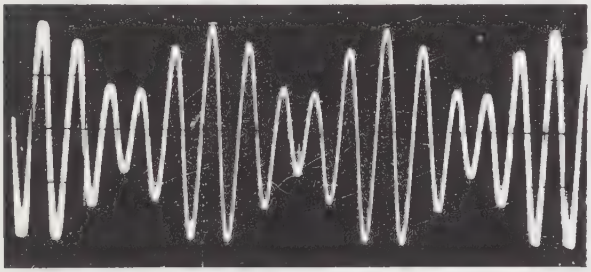


Abb. 2 Oszillogramme der Spannungen $U_1(t)$ und $U_2(t)$



$$U_1(t) = U\cos(2\pi t \cdot 1\,KHz) + \frac{1}{2}U\cos(2\pi t \cdot 1{,}25\,KHz)$$



$$U_2(t) = \frac{1}{2}U\cos(2\pi t \cdot 1\,KHz) + U\cos(2\pi t \cdot 1{,}25\,KHz)$$

2.2. Spitzenleistung, mittlere Leistung und Scheitelfaktor von Schmalbandsignalen.

Die in einem ohmschen Widerstand R in Wärme umgesetzte mittlere Signalleistung $\overline{P}$ gewinnt man über

$$\overline{P} = \frac{1}{R}\,\overline{U^2(t)}$$

$$= \frac{1}{R}\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}\left\{A(t)\cdot\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\right\}^2 dt$$

$$= \frac{1}{2R}\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}A^2(t)\left\{1+\cos 2(\omega_0 t+\varphi(t))\right\}dt$$

$$= \frac{1}{2R}\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}A^2(t)\,dt$$

(2) $$\overline{P} = \frac{1}{2R}\,\overline{A^2(t)}$$

Der Spitzenwert der Signalleistung P_s tritt dann auf, wenn die Amplitudenfunktion A(t) ihr absolutes Maximum A_s erreicht.

(3) $$P_s = \frac{1}{2R}\,A_s^2$$

Zur Charakterisierung aller zur Diskussion stehenden Signale dient u. a. der sog. Scheitelfaktor

(4) $$S = \frac{P_s}{\overline{P}} = \frac{A_s^2}{\overline{A^2(t)}}$$

Der Spitzenwert der Leistung P_s soll eine für den Nachrichtenkanal festliegende Konstante sein. Als weitere Einschränkung (Randbedingung) für die möglichen Signale soll festgesetzt werden, daß ihre Spektren innerhalb eines festen Frequenzbereiches mit der Breite B liegen.
Alle Signale werden durch Modulationsprozesse gewonnen, wobei ein Trägersignal

(5) $$U_T(t) = U_0 \cos \omega_0 t$$

entweder mit einem diskreten Basisbandsignal (bandbegrenzt, periodisch)

(6) $$U_N(t) = \sum_{i=1}^{n} U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

oder einem ebenfalls bandbegrenzten, statistischen Signal moduliert wird.
Für das diskrete Basisbandsignal (6) läßt sich die mittlere Leistung sofort angeben:

$$\overline{P_N} = \frac{1}{R} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left(\sum_{i=1}^{n} U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right)^2 dt$$

Mit der Formel

$$\left(\sum_i \alpha_i \right)^2 = \sum_i \alpha_i^2 + 2 \sum_{\substack{i,j \\ i<j}} \alpha_i \alpha_j$$

wird

$$U_N^2(t) = \sum_{i=1}^{n} U_i^2 \cos^2(\omega_i t + \varphi_i) + 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i<j}}^{n} U_i U_j \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cos(\omega_j t + \varphi_j)$$

Es ist

$$\lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_i^2 \cos^2(\omega_i t + \varphi_i)\, dt = \frac{1}{2} U_i^2$$

und

$$\lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_i U_j \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cos(\omega_j t + \varphi_j)\, dt \qquad i \neq j$$

$$= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} U_i U_j \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \Big(\cos\big[(\omega_i + \omega_j)t + \varphi_i + \varphi_j\big] + \cos\big[(\omega_j - \omega_i)t + \varphi_j - \varphi_i\big] \Big) dt \qquad i \neq j$$

$$= 0$$

Also wird

$$\overline{P_N} = \frac{1}{2R} \sum_i U_i^2$$

Das absolute Maximum von $U_N(t)$ sei A_{Ns}. Wenn alle $\varphi_i = 0$ sind, ist

$$A_{Ns} = \sum_i U_i$$

woraus der Maximalwert der Leistung zu

$$P_{Ns} = \frac{1}{2R} \left(\sum_i U_i \right)^2$$

folgt.

2.3. Scheitelfaktor von statistischen Signalen.

Statistische Signale mit bekannter Verteilungsfunktion sind nur mit Vorbehalt in unsere Betrachtung mitaufzunehmen, da bei ihnen im Gegensatz zu den bisher angegebenen Standardsignalen zwar die mittlere Leistung angegeben werden kann, der Spitzenwert der Leistung aber nicht festgelegt ist. Der Scheitelfaktor eines solchen Signals ist eine statistische Größe. Es lassen sich nur Wahrscheinlichkeiten dafür angeben, daß die Signalspannung unterhalb eines festen Wertes verbleibt, bzw. diesen Grenzwert überschreitet. Wenn wir also einen realen Nachrichtenkanal voraussetzen, der sich nur bis zu einem bestimmten Amplitudenhöchstwert U_s linear verhält, dann wird ein statistisches Signal immer je nach Höhe seiner mittleren Leistung durch den Kanal mehr oder weniger **nichtlinear beeinflußt.**

Ein Beispiel für ein statistisches Signal ist die Ausgangsspannung eines Rauschgenerators, der ein gaußverteiltes Rauschen erzeugen möge. Ist der Mittelwert der Ausgangsspannung Null, dann lautet die Verteilungsfunktion für die beobachtbaren Momentanwerte der Ausgangsspannung

$$\psi(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}}\, e^{-\frac{U^2}{2N}} \qquad -\infty < U < \infty$$

Die mittlere Rauschleistung $\overline{P}$ am Einheitswiderstand läßt sich berechnen über

$$\int_{-\infty}^{\infty} U^2 \psi(U)\, dU ,$$

d. h. sie ist gleich dem Erwartungswert von U^2

$$E\, U^2(t) = N = \overline{P}$$

Die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der Momentanwert der Rauschspannung U den Wert U_s nicht überschreitet, ist durch das Wahrscheinlichkeitsintegral gegeben.

$$\int_{-U_s}^{U_s} \psi(U)\, dU = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_{-U_s}^{U_s} e^{-\frac{U^2}{2N}}\, dU = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\frac{U_s}{\sqrt{N}}} e^{-\frac{u^2}{2}}\, du$$

Je kleiner die mittlere Rauschleistung im Verhältnis zur möglichen Kanalspitzenleistung ist, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit dafür, daß das Signal unverfälscht übertragen wird.

2.4. Die Doppelseitenband-Modulation (DSB).
Als Modulationsverfahren kommen nur solche in Betracht, bei denen die Spektren der Modulationsprodukte entweder nur die einfache oder die doppelte Frequenzbandbreite des Basisbandsignals beanspruchen. Im folgenden werden solche Verfahren einander gegenübergestellt und im Hinblick auf die oben angegebenen Kriterien miteinander verglichen.
Die einfachste Art das Trägersignal mit dem Basisbandsignal zu modulieren ergibt sich nach dem folgenden Prinzipschaltbild, wenn die beiden Signale einer analogen Multiplizierschaltung zugeführt werden.

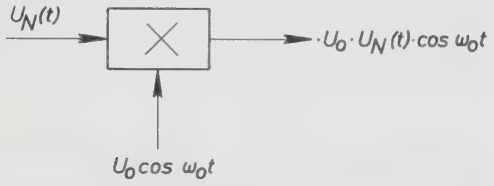


Abb.3 Prinzipschaltbild eines DSB-Modulators

Das Modulationsprodukt hat die Darstellung

$$U(t) = U_0 \cdot U_N(t) \cdot \cos \omega_0 t \tag{7}$$

Die Amplitudenfunktion $A(t) = U_0 \cdot U_N(t)$ ist bis auf den Proportionalitätsfaktor U_0 mit dem Basisbandsignal identisch.
Die Phasenfunktion $\varphi(t)$ ist Null.
Gleichung (7) läßt sich schreiben in der Form

$$U(t) = U_0 \cos \omega_0 t \cdot \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

$$= \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i] \tag{8}$$

$$+ \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos[(\omega_0 - \omega_i)t - \varphi_i]$$

Die Breite B des Signalspektrums ist also doppelt so groß wie die des Basisbandes.
Die mittlere Signalleistung ist nach Gl. (7)

$$\overline{P} = \frac{1}{R}\,\overline{U^2(t)} = \frac{1}{R}\,U_0^2 \cdot \overline{U_N^2(t)\cdot\cos^2\omega_0 t}$$

$$= \frac{U_0^2}{2}\,\frac{1}{R}\,\overline{U_N^2(t)}$$

$$= \frac{U_0^2}{2}\,\overline{P}_N$$

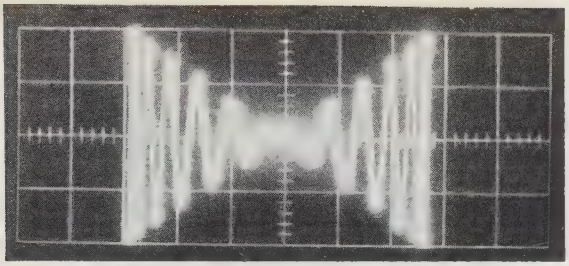
Der Spitzenwert der Signalleistung P_s wird erreicht beim Maximum der Amplitudenfunktion und ist nach Gl. (3)

$$P_s = \frac{1}{2R}\,A_s^2 = \frac{1}{2R}\left(U_0\,A_{N_s}\right)^2 = U_0^2 \cdot \frac{1}{2R}\,A_{N_s}^2 = U_0^2 \cdot P_{N_s}$$

Der Scheitelfaktor wird demnach

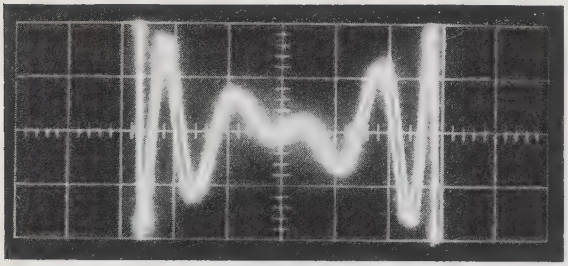
$$s = \frac{P_s}{\overline{P}} = \frac{U_0^2\,P_{N_s}}{\frac{1}{2}\,U_0^2 \cdot \overline{P_N}} = \frac{2\,P_{N_s}}{\overline{P_N}} = 2\,S_N$$

Dies bedeutet, daß bei der Doppelseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger das Verhältnis von Spitzenwert zu Mittelwert der Signalleistung auch doppelt so groß ist wie beim zugehörigen Basisbandsignal.

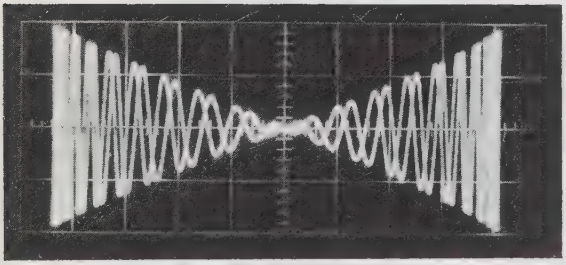


Modulationssignal:

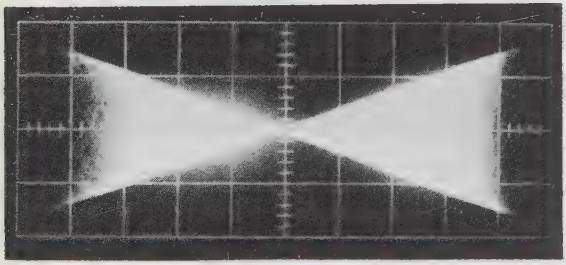
Einton-Sinus
f = 1 KHz



Einton-Sinus
f = 2,5 KHz



Einton-Sinus
f = 625 Hz



Bandbegrenztes
Rauschen

Abb.4

DSB-Signale in X-Y-Darstellung
(Das Basisbandsignal liegt an den Ablenkplatten eines Oszilloskops an, die für die horizontale Ablenkung des Elektronenstrahls sorgen. Für die vertikale Ablenkung des Strahls sorgt das DSB-Signal.)
Die Trägerfrequenz ist 25 KHz.

Die Rückgewinnung des Basisbandsignals (Demodulationsvorgang) geschieht wieder mit Hilfe eines Multiplizierers.
Das DSB-Signal

$$U(t) = U_0 \, U_N(t) \cos \omega_0 t$$

wird mit dem Hilfsträger

$$U_H(t) = U_{H0} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

multipliziert. Man erhält am Ausgang des Multiplizierers

$$U(t) = U_0 \, U_{H0} \, U_N(t) \cos \omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

$$= \frac{1}{2} U_0 U_{H0} U_N(t) \left\{ \cos \varphi + \cos(2\omega_0 t + \varphi) \right\}$$

Ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz, die gleich der höchsten Modulationsfrequenz ist, trennt den Anteil

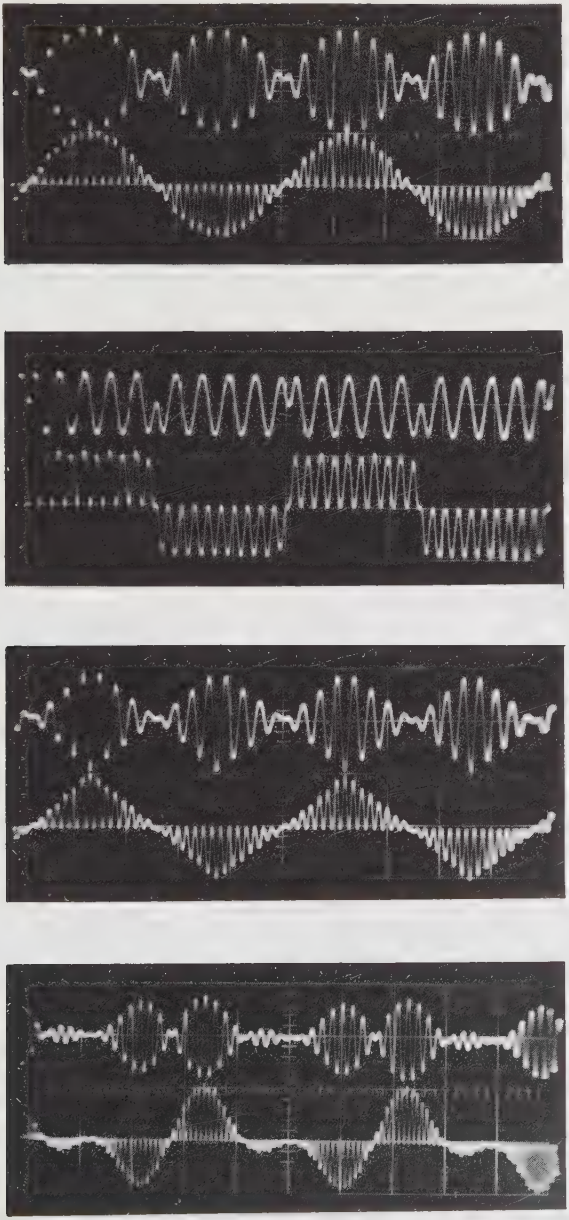
$$U_1(t) = \frac{1}{2} U_0 \, U_{H0} \, U_N(t) \cos \varphi$$

von

$$U_2(t) = \frac{1}{2} U_0 \, U_{H0} \, U_N(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi)$$

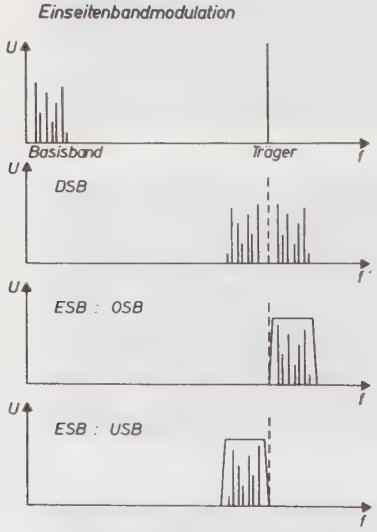
$U_1(t)$ ist bis auf Proportionalitätsfaktoren das gewünschte Basisbandsignal, während $U_2(t)$ ein DSB-Signal mit der Trägerfrequenz $2\omega_0$ ist.
Die folgenden Bilder zeigen Ausgangssignale hinter dem als Demodulator arbeitendem Multiplizierer.

Abb.5
DSB-Signale mit den dazugehörigen Demodulationsprodukten



2.5. Die Einseitenband-Modulation (ESB).
Als nächstes nehmen wir die Einseitenbandmodulation mit in unsere Betrachtung auf. Wir betrachten Gl. (8) und setzen voraus, daß das DSB-Signal durch einen Bandpaß geschickt wird, dessen Durchlaßbereich von ω_0 bis $\omega_0 + \omega_n$ reicht.
Das Signal am Ausgang dieses Bandpaßfilters ist ein Einseitenbandsignal. In diesem Fall bezeichnet man es als oberes Seitenband, weil alle Spektralkomponenten, aus denen das Signal aufgebaut ist, eine höhere Frequenz haben als die Trägerfrequenz, mit anderen Worten, das Spektrum des Signals liegt oberhalb der Trägerfrequenz.
Mit einem Bandpaßfilter mit dem Durchlaßbereich von ω_0 bis $\omega_0 - \omega_n$ können wir entsprechend das sog. untere Seitenband ausfiltern. Beide Seitenbänder tragen die gleiche Information.

Abb.6



Das ESB-Signal als oberes Seitenband hat nach Gl. (8) die Darstellung

$$(9) \qquad U(t) = \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i\right]$$

Man erkennt unmittelbar, daß das Spektrum des Basisbandsignals um ω_0 verschoben ist. Ferner ist das Signal mit einem Proportionalitätsfaktor versehen worden.

Wegen der sonst mit dem Basisbandsignal übereinstimmenden Darstellung können wir für die Berechnung der mittleren Signalleistung nach der beim Basisbandsignal angegebenen Vorschrift vorgehen und erhalten

$$\overline{P} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{U_0^2}{4} \sum_i U_i^2$$

Bevor wir eine Aussage über die Spitzenleistung machen, bringen wir Gl. (9) in eine Form, die der von Gl. (1) entspricht. Wir schreiben (9) in der Form

$$U(t) = \frac{U_0}{2}\left\{\cos\omega_0 t \sum_i U_i \cos(\omega_i t+\varphi_i) - \sin\omega_0 t \sum_i U_i \sin(\omega_i t+\varphi_i)\right\}$$

$$= \frac{U_0}{2}\left\{\cos\omega_0 t \sum_i U_i \cos(\omega_i t+\varphi_i) + \cos(\omega_0 t+\tfrac{\pi}{2}) \sum_i U_i \sin(\omega_i t+\varphi_i)\right\}$$

$$= \frac{U_0}{2}\left\{A_1 \cos(\omega_0 t+\alpha_1) + A_2 \cos(\omega_0 t+\alpha_2)\right\}$$

$$= \frac{U_0}{2} \cdot A \cdot \cos(\omega_0 t+\alpha)$$

wobei

$$A_1 = \sum_i U_i \cos(\omega_i t+\varphi_i) \qquad A_2 = \sum_i U_i \sin(\omega_i t+\varphi_i)$$

$$\alpha_1 = 0 \qquad \alpha_2 = \frac{\pi}{2}$$

$$A = \left\{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2\cos(\alpha_1-\alpha_2)\right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = \arctan\frac{A_1\sin\alpha_1 + A_2\sin\alpha_2}{A_1\cos\alpha_1 + A_2\cos\alpha_2}$$

ist.

$$A = \left\{\left(\sum_i U_i \cos(\omega_i t+\varphi_i)\right)^2 + \left(\sum_i U_i \sin(\omega_i t+\varphi_i)\right)^2\right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$A = \Big\{ \sum_i U_i^2 \cos^2(\omega_i t + \varphi_i) + 2 \sum_{\substack{i,j \\ i<j}} U_i U_j \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cos(\omega_j t + \varphi_j)$$

$$+ \sum_i U_i^2 \sin^2(\omega_i t + \varphi_i) + 2 \sum_{\substack{i,j \\ i<j}} U_i U_j \sin(\omega_i t + \varphi_i) \sin(\omega_j t + \varphi_j) \Big\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \Big\{ \sum_i U_i^2 + 2 \sum_{\substack{i,j \\ i<j}} U_i U_j \cos\left[(\omega_i - \omega_j)t + \varphi_i - \varphi_j\right] \Big\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = \arctan \frac{\sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)}$$

Amplituden- und Phasenfunktion des ESB-Signals lauten also

$$A(t) = \frac{U_0}{2} \Big\{ \sum_i U_i^2 + 2 \sum_{\substack{i,j \\ i<j}} U_i U_j \cos\left[(\omega_i - \omega_j)t + \varphi_i - \varphi_j\right] \Big\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{\sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)}{\sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)}$$

Im Gegensatz zur DSB-Modulation ist das ESB-Signal im allgemeinen amplituden- und phasenmoduliert. Zudem besteht auch kein unmittelbarer Zusammenhang zwischen der Phasenfunktion oder der Amplitudenfunktion und dem Basisbandsignal. Für den Spezialfall, daß alle $\varphi_i = 0$ sind, läßt sich das Maximum von U(t) nach Gl. (9) angeben:

$$U(t)_{max} = \frac{U_0}{2} \sum_i U_i$$

woraus

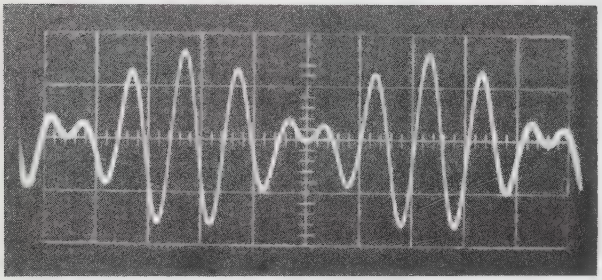
$$P_S = \frac{1}{2R} U_0^2 \frac{1}{4} \Big(\sum_i U_i \Big)^2$$

folgt.

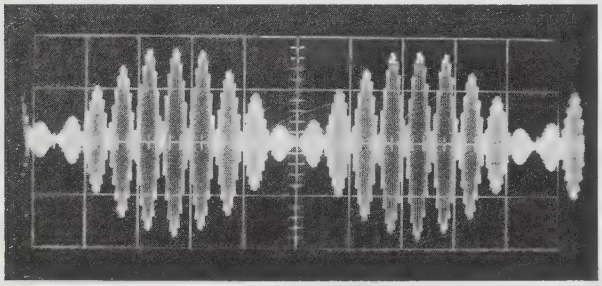
Die folgenden Bilder zeigen Oszillogramme von ESB-Signalen mit den zugehörigen Basisbandsignalen.

Abb.7 Signalstudien

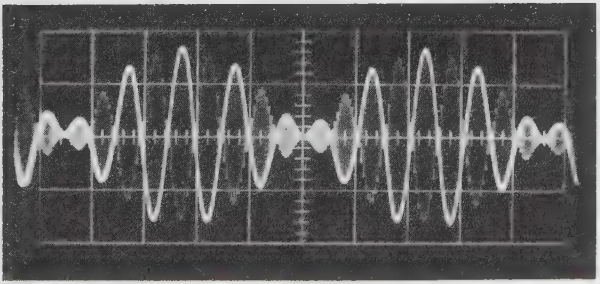
NF-Signal: Doppelton 1,25 KHz und 1 KHz (gleiche Amplituden)
Trägerfrequenz: 25 KHz



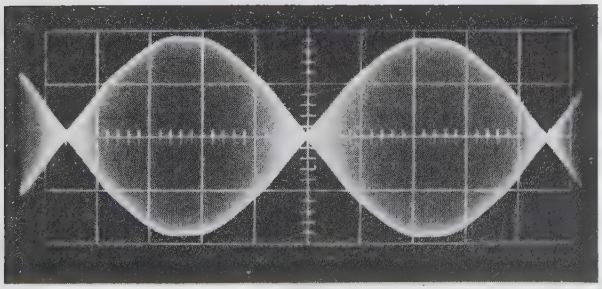
NF-Signal



DSB-Signal



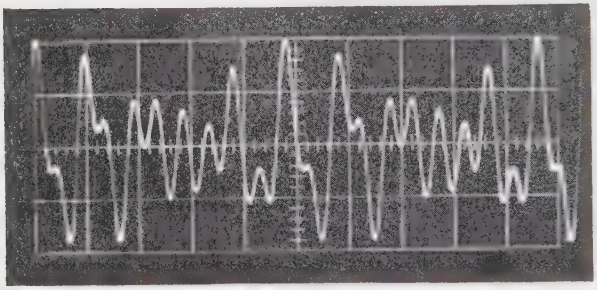
Doppeloszillogramm
DSB-Signal mit
NF-Signal



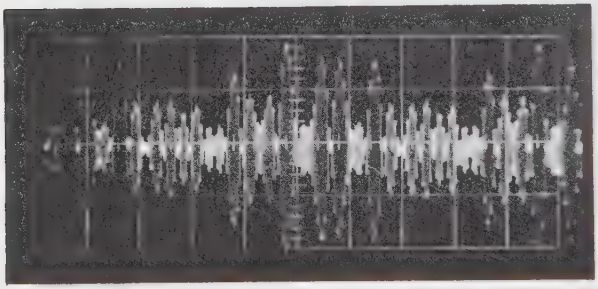
ESB-Signal

Abb.8 Signalstudien

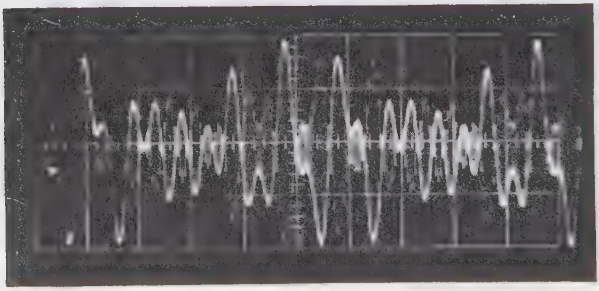
NF-Signal: Tripelton 1KHz; 1,25 KHz; 2,5 KHz
(gleiche Amplituden)



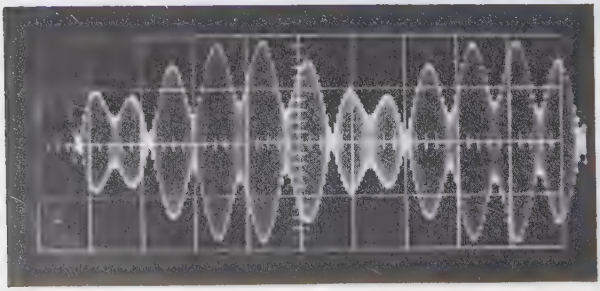
NF-Signal



DSB-Signal



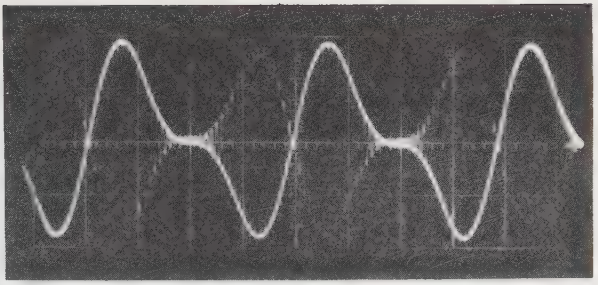
Doppeloszillogramm
DSB-Signal mit
NF-Signal

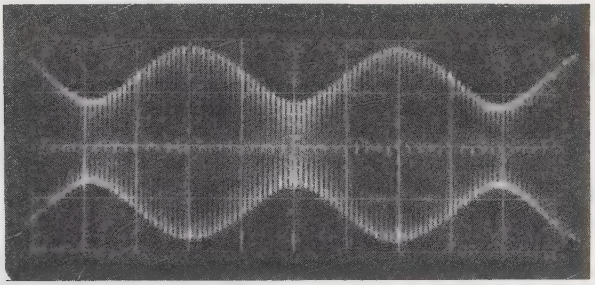


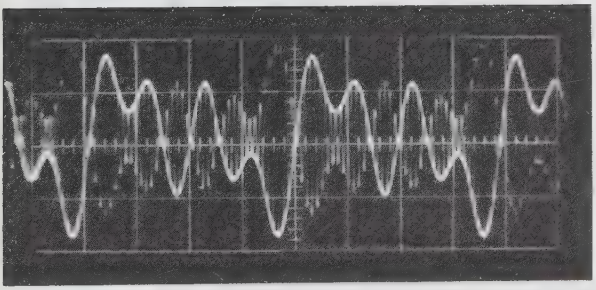
ESB-Signal

Abb.9 Signalstudien

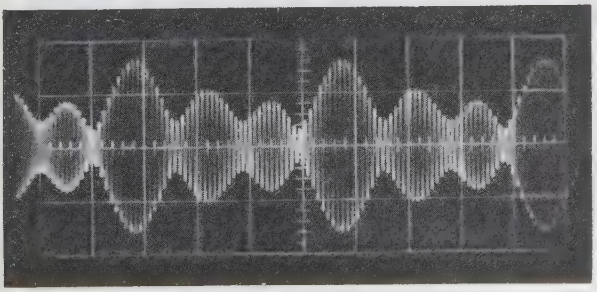
Zweitonmodulation
1 V_{eff} 1,25 KHz
2V_{eff} 625 Hz







Tripeltonmodulation
(gleiche Amplituden)
0,625 KHz
1,25 KHz
2,5 KHz



Das Verhältnis

$$S = \frac{P_s}{P}$$

ist dasselbe wie bei dem zugehörigen Basisband:

$$S = \frac{\frac{1}{2R}\,\frac{U_o^2}{4}\left(\sum_i U_i\right)^2}{\frac{1}{2R}\,\frac{U_o^2}{4}\sum_i U_i^2} = \frac{P_{SN}}{P_N}$$

Die notwendige Übertragungsbandbreite bei ESB-Modulation ist gleich der Spektralbreite des Basisbandes, also nur halb so groß wie bei DSB-Modulation. Ein weiterer Vorzug liegt darin, daß der Scheitelfaktor auch nur halb so groß ist wie bei der DSB-Modulation. Die charakteristischen Daten des ESB-Signals sind also mit denen des zugehörigen Basisbandes identisch.

Der Demodulationsvorgang kann auch hier wieder mit einem Multiplizierer erreicht werden. Wir gehen aus von Gl. (9) und multiplizieren mit

$$U_H(t) = U_{H_o}\cos(\omega_o t + \varphi) \quad :$$

$$U(t) = \frac{U_o}{2}\,U_{H_o}\cos(\omega_o t + \varphi)\cdot\sum_i U_i\cos\left[(\omega_o+\omega_i)t + \varphi_i\right]$$

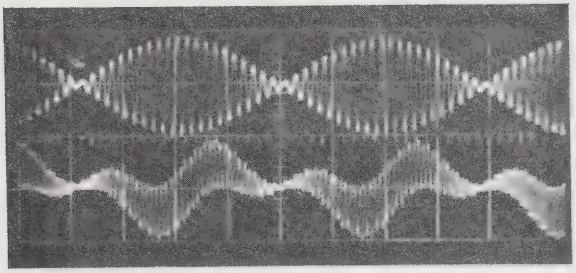
$$= \frac{U_o}{4}\,U_{H_o}\sum_i U_i\cos(\omega_i t + \varphi_i - \varphi)$$

$$+ \frac{U_o}{4}\,U_{H_o}\sum_i U_i\cos\left[(2\omega_o+\omega_i)t + \varphi_i + \varphi\right]$$

Ein Tiefpaßfilter trennt wieder das gewünschte Basisbandsignal von dem nicht erwünschten Hochfrequenzanteil, der in diesem Fall ein ESB-Signal bei der doppelten Trägerfrequenz darstellt.

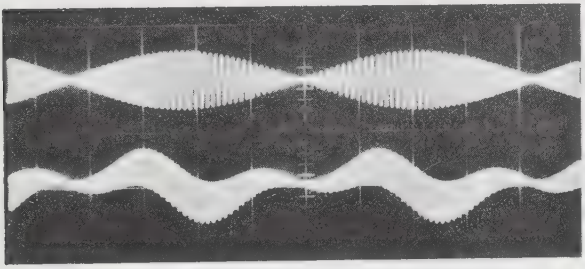
Die folgenden Bilder zeigen ESB-Signale und die zugehörigen Demodulationsprodukte.

Abb.10
ESB-Signale mit den dazugehörigen Demodulationsprodukten

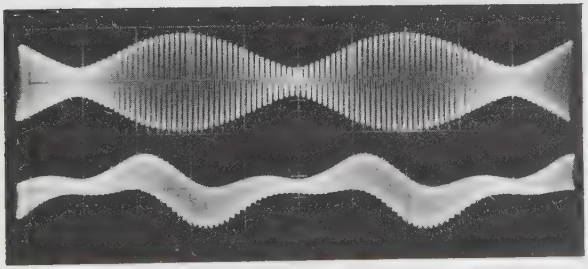


Modulationssignal:

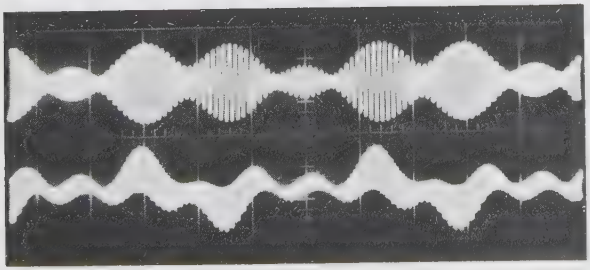
Doppelton (gleiche Amplituden)
f_1 = 1,25 KHz
f_2 = 2,5 KHz



Doppelton (gleiche Amplituden)
f_1 = 625 Hz
f_2 = 1,25 KHz



Doppelton
f_1 = 1,25 KHz
(Amplitude 1 Volt);
f_2 = 625 Hz
(Amplitude 2 Volt)



Dreifachton (gleiche Amplituden)
f_1 = 625 Hz
f_2 = 1,25 KHz
f_3 = 2,5 KHz

2. 6. Erhöhung der mittleren Leistung eines amplitudenmodulierten Signals (AM) durch Änderung seiner Amplituden- und Phasenfunktion

Am Beispiel der Amplitudenmodulation soll nun gezeigt werden, wie durch einfache lineare Maßnahmen der Scheitelfaktor S verringert werden kann, ohne daß dabei die Spektralbreite des Signals verändert wird.

Wird zu einem DSB-Signal das Trägersignal addiert, dann erhält man ein AM-Signal:

$$U(t) = U_0\, U_N(t) \cos \omega_0 t + U_{T_0} \cos \omega_0 t$$

$$= \left[U_{T_0} + U_0 U_N(t) \right] \cos \omega_0 t$$

$$= U_{T_0} \left[1 + \frac{U_0}{U_{T_0}} U_N(t) \right] \cos \omega_0 t$$

$$= U_{T_0} \left[1 + \sum_i \frac{U_0 U_i}{U_{T_0}} \cos (\omega_i t + \varphi_i) \right] \cos \omega_0 t$$

$$= U_{T_0} \left[1 + \sum_i m_i \cos (\omega_i t + \varphi_i) \right] \cos \omega_0 t$$

m_i ist der Modulationsgrad der i-ten Spektralkomponente. Die Phasenfunktion ist Null. Die Amplitudenfunktion des AM-Signals lautet

$$A(t) = U_{T_0} \left[1 + \sum_i m_i \cos (\omega_i t + \varphi_i) \right]$$

Daraus läßt sich die mittlere Signalleistung berechnen.

$$A^2(t) = U_{T_0}^2 \left[1 + 2 \sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + \left(\sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right)^2 \right]$$

$$= U_{T_0}^2 \left[1 + 2 \sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + \sum_i m_i^2 \cos^2(\omega_i t + \varphi_i) + 2 \sum_{\substack{i \\ i \neq j}} U_i U_j \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cos(\omega_j t + \varphi_j) \right]$$

Man erhält

$$\overline{A^2(t)} = U_{T_0}^2 \left[1 + \frac{1}{2} \sum_i m_i^2 \right]$$

und es wird

$$\overline{P} = \frac{1}{2R} U_{T_0}^2 \left[1 + \frac{1}{2} \sum_i m_i^2 \right]$$

Wenn alle $\varphi_i = 0$ sind, ist

$$A_S = U_{T_0} \left[1 + \sum_i m_i \right]$$

und

$$P_S = \frac{1}{2R} A_S^2 = \frac{1}{2R} U_{T_0}^2 \left[1 + \sum_i m_i \right]^2$$

Der Scheitelfaktor wird dann

$$S_{AM} = \frac{P_S}{\overline{P}} = \frac{\left(1 + \sum_i m_i \right)^2}{1 + \frac{1}{2} \sum_i m_i^2}$$

Die folgenden Bilder zeigen Oszillogramme von AM-Signalen.

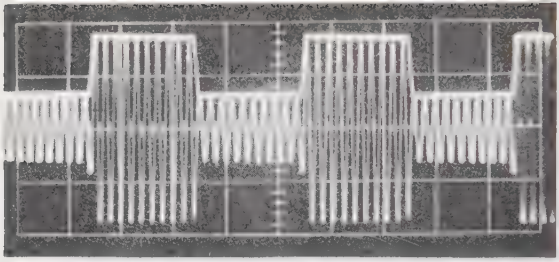
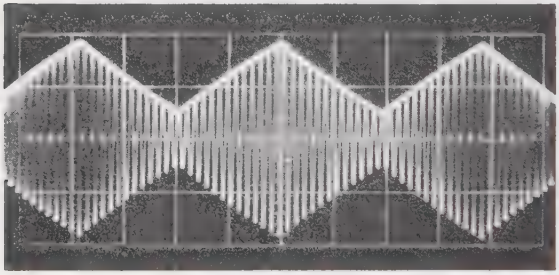
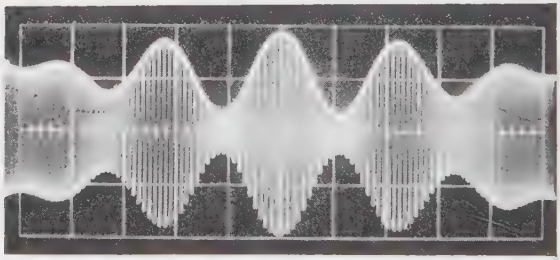
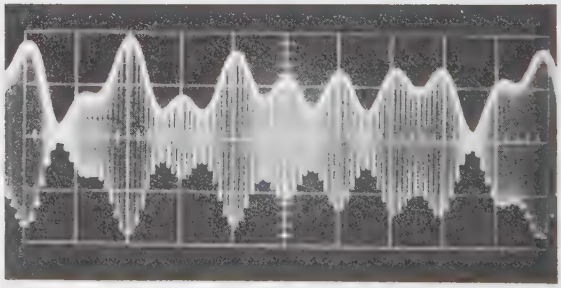


Abb.11
Amplitudenmodulation
mit verschiedenen
Modulationssignalen

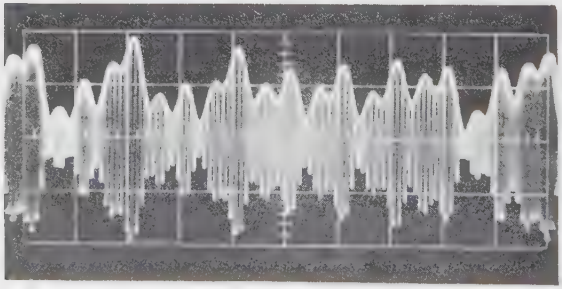




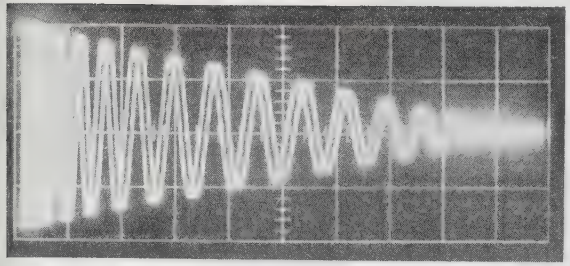
Doppelton
(gleiche Amplituden)
1 KHz und 1,25 KHz

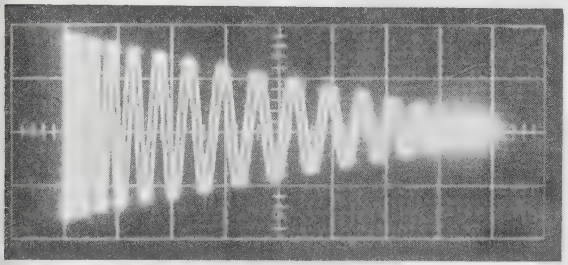


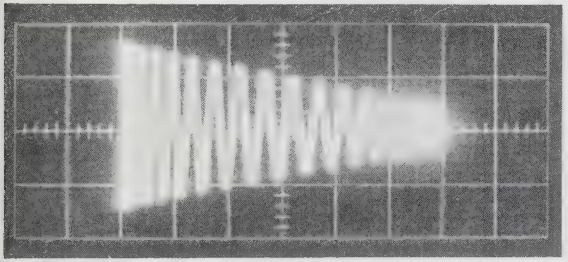
Tripelton
(gleiche Amplituden)
1 KHz, 1,25 KHz
und 2,5 KHz

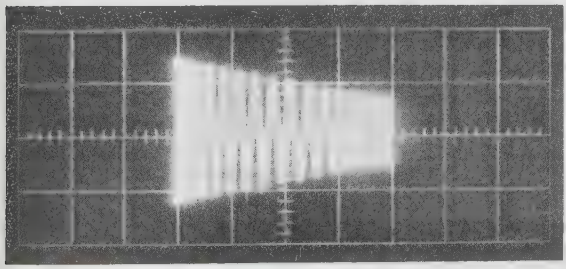


Vierfachton
(gleiche Amplituden)
1 KHz und 1,25 KHz
2,5 KHz und 5 KHz









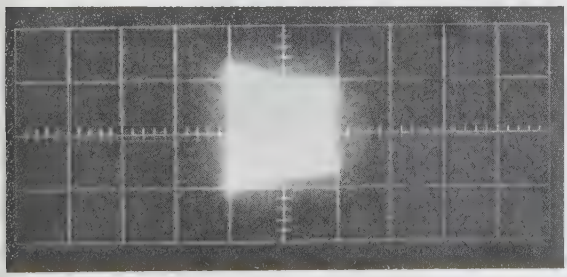
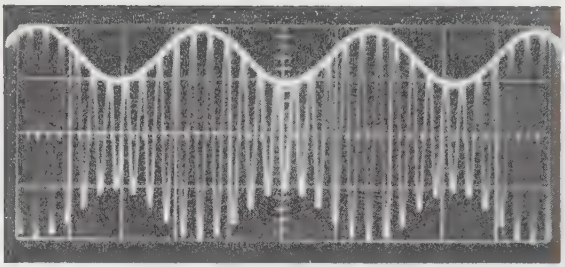
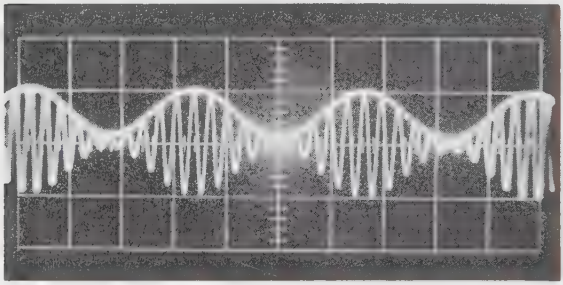
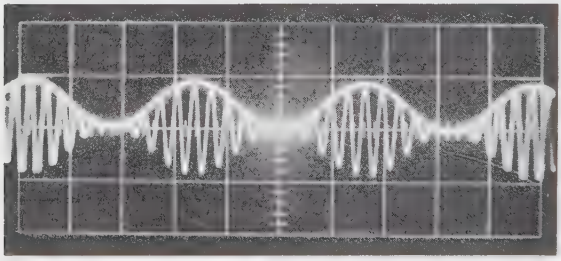
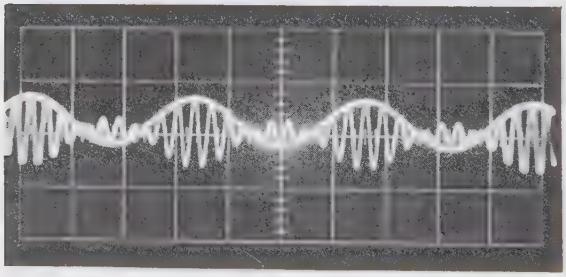


Abb.12
X-Y-Darstellung eines Einton-AM-Signals (Modulationstrapez) für verschiedene Modulationsgrade (von oben nach unten abnehmend)









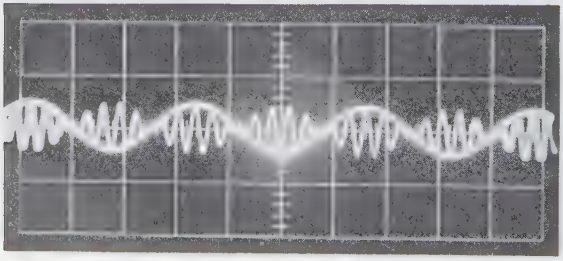
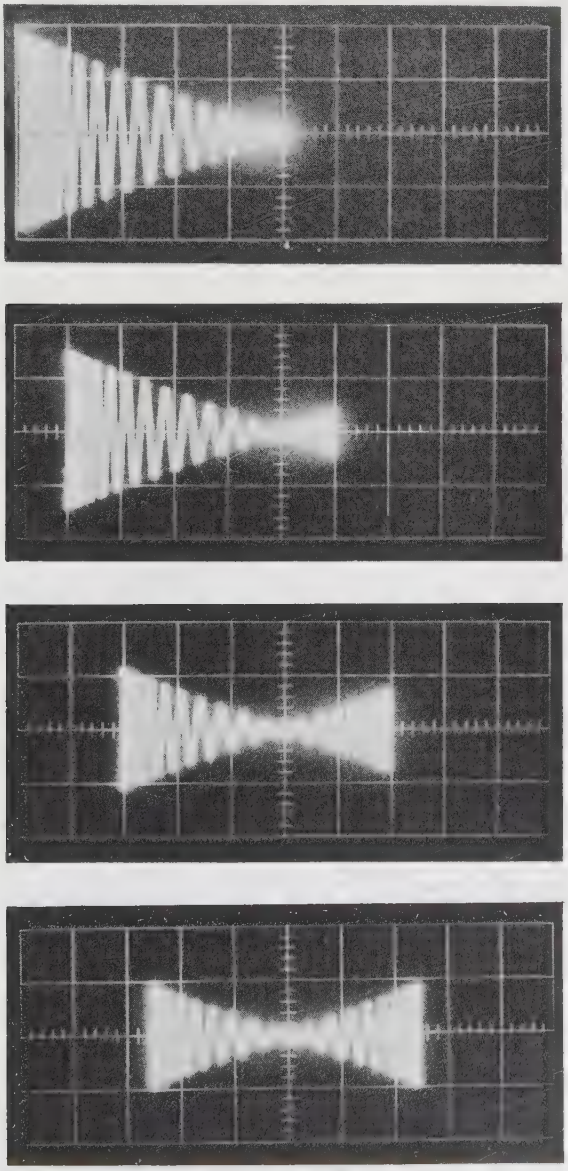


Abb.13
Übergang von der AM- zur DSB-Modulation durch Verringerung der Trägeramplitude

Abb.14
Übergang von der AM- zur DSB-Modulation durch Verringerung der Trägeramplitude in X-Y-Darstellung



Wird in Anlehnung an das aus der Mikroskopie bekannte Phasenkontrastverfahren die Phase des Trägersignals gegenüber den Seitenspektren um $\frac{\pi}{2}$ gedreht, dann bekommt man das Signal

$$U(t) = U_0\, U_N(t) \cos \omega_0 t + U_{T_0} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$= A_1 \cos(\omega_0 t + \alpha_1) + A_2 \cos(\omega_0 t + \alpha_2)$$

$$= A \cos(\omega_0 t + \alpha)$$

wobei

$$A_1 = U_0\, U_N(t) \qquad A_2 = U_{T_0}$$

$$\alpha_1 = 0 \qquad \alpha_2 = \frac{\pi}{2}$$

$$A = \left[U_0^2\, U_N^2(t) + U_{T_0}^2 \right]^{1/2}$$

$$\alpha = \arctan \frac{U_{T_0}}{U_0\, U_N(t)}$$

ist.

Das Signal ist amplituden- und phasenmoduliert (APM-Signal). Seine Amplitudenfunktion lautet

$$A(t) = U_{T_0} \left[1 + \frac{U_0^2}{U_{T_0}^2} \left(\sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$= U_{T_0} \left[1 + \left(\sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right)^2 \right]^{1/2}$$

und seine Phasenfunktion ist

$$\varphi(t) = \arctan \frac{1}{\frac{U_0}{U_{T_0}} \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)}$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{1}{\sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)}$$

Für $\overline{F}$ erhält man natürlich, wie nicht anders zu erwarten ist, denselben Wert wie beim AM-Signal.
Der Spitzenwert der Hüllkurve ist dagegen (wenn alle $\varphi_i = 0$ sind)

$$A_S = U_{T_0} \left[1 + \left(\sum_i m_i \right)^2 \right]^{1/2}$$

so daß der Scheitelfaktor

$$S_{APM} = \frac{1 + \left(\sum_i m_i \right)^2}{1 + \frac{1}{2} \sum_i m_i^2}$$

wird.
Offenbar ist

$$\frac{S_{APM}}{S_{AM}} = \frac{1 + \left(\sum_i m_i \right)^2}{\left(1 + \sum_i m_i \right)^2} < 1$$

Bevor dieser Sachverhalt noch etwas eingehender untersucht wird, seien zunächst einige Oszillogramme von APM-Signalen angegeben.

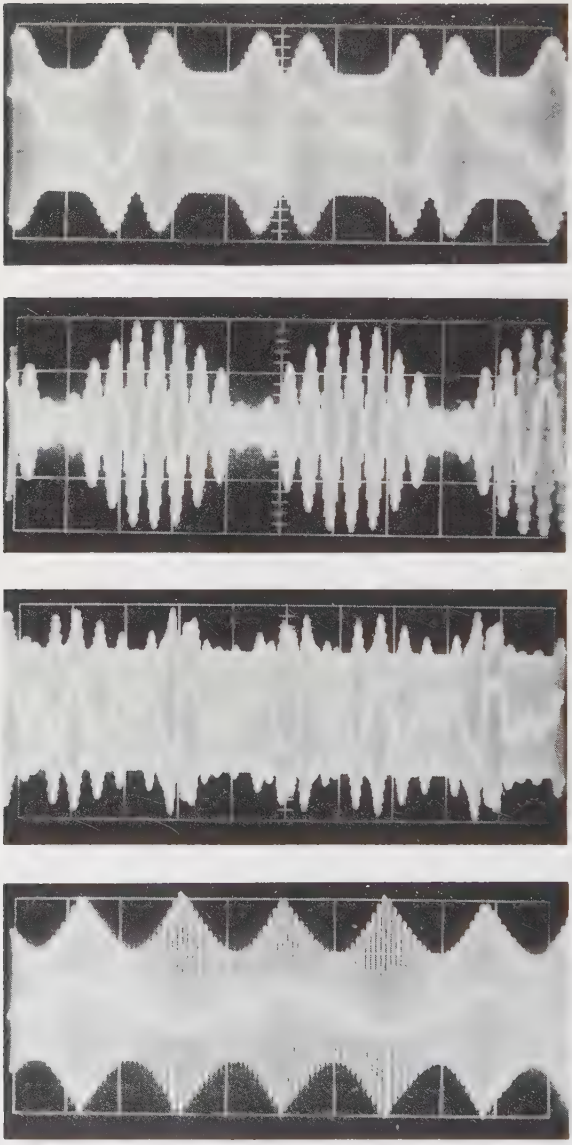


Abb.15
AM-Signale mit
den zugehörigen
Basisbandsignalen

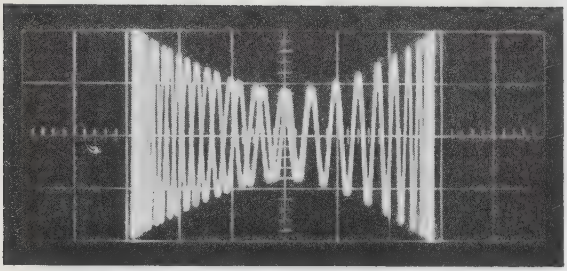
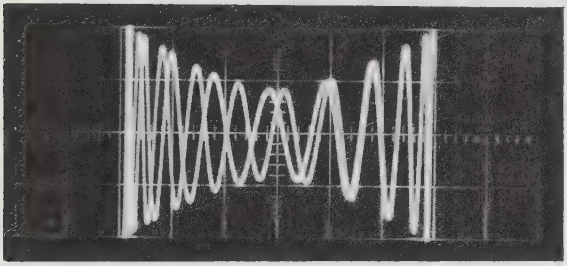


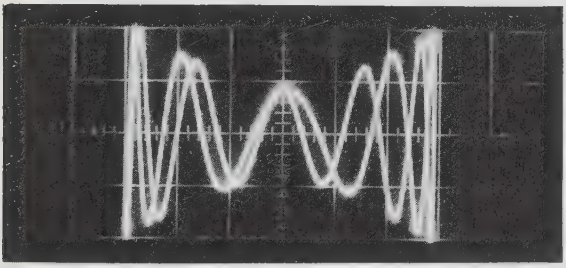
Abb.16
APM-Signale in
X-Y-Darstellung

Modulationssignal:

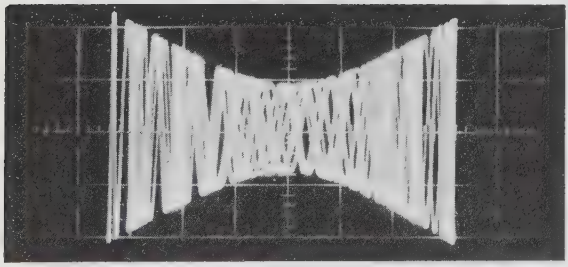
Einton-Sinus
f = 625 Hz



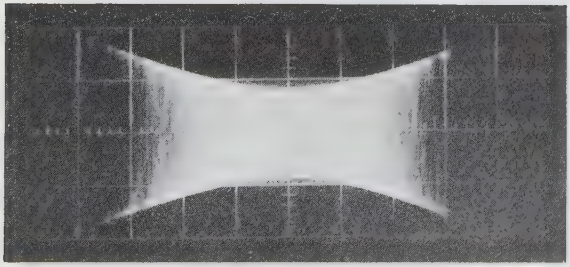
Einton-Sinus
f = 1,25 KHz



Einton-Sinus
f = 2,5 KHz



Doppelton-Signal
f_1 = 1 KHz
f_2 = 1,25 KHz



Bandbegrenztes
Rauschen

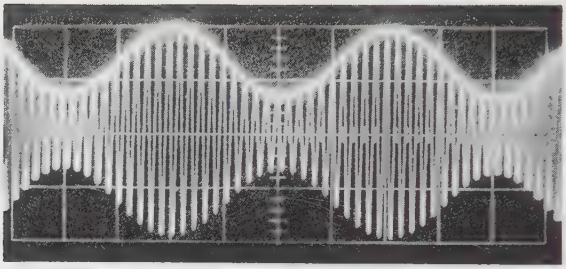
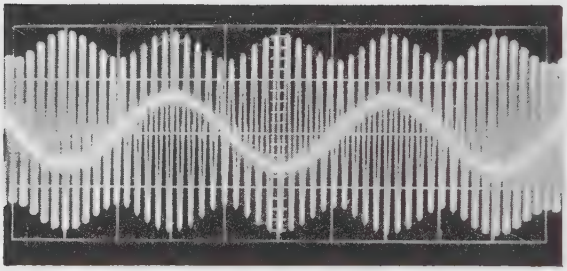
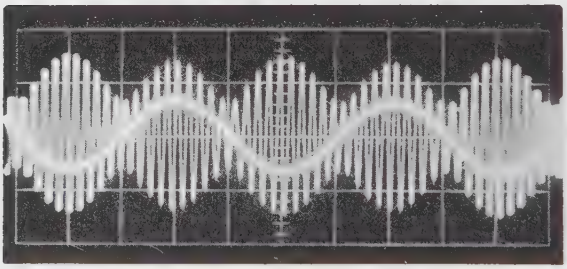


Abb.17

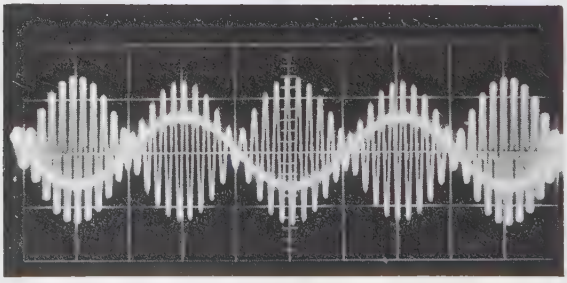
AM-Signal

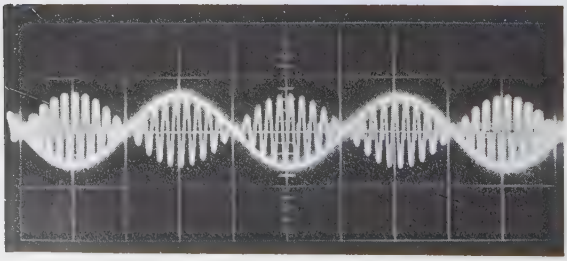


APM-Signal



Übergang von der APM- zur ISB-Modulation





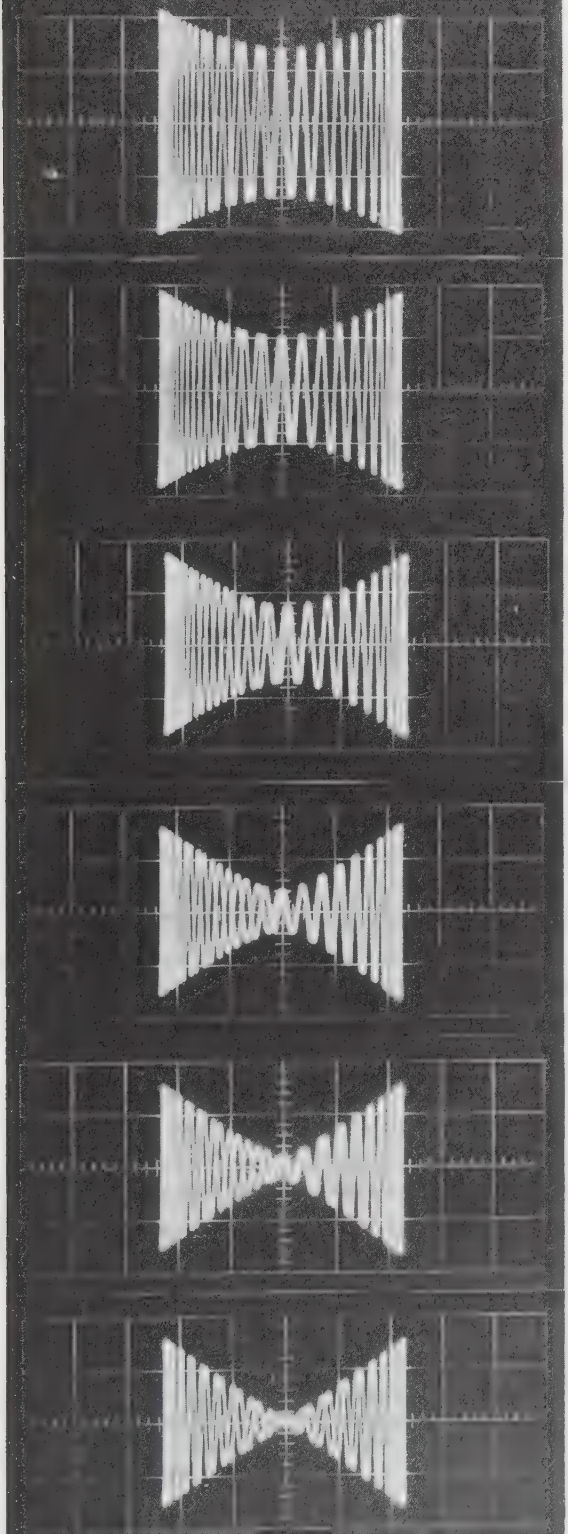


Abb.18
Übergang von der AM- zur DSB-Modulation in X-Y-Darstellung

Für die folgende Diskussion beschränken wir uns auf den Fall, daß das Modulationssignal nur aus einer Spektralkomponente besteht:

$$U_N(t) = U_1 \cos \omega_1 t$$

Die Amplitudenfunktion des AM-Signals lautet dann

$$A(t) = U_{T_0} \left[1 + m \cos \omega_1 t \right],$$

die des APM-Signals

$$A(t) = U_{T_0} \left[1 + m^2 \cos^2 \omega_1 t \right]^{1/2}.$$

Die Phasenfunktion des APM-Signals ist

$$\varphi(t) = \arctan \frac{1}{m \cos \omega_1 t}.$$

Die folgende Abbildung zeigt diese Funktionen für verschiedene Modulationsgrade m.
Bei der Amplitudenmodulation steigt z.B. bei m=1 die Spitzenleistung der Hüllkurve auf den vierfachen Wert der Leistung des unmodulierten Trägers, bei der APM-Modulation jedoch nur auf das Doppelte. Es treten also zwischen unmoduliertem und moduliertem Signal beim APM-Verfahren nur Pegelunterschiede von 3 dB auf, während bei der reinen AM 6 dB zu verzeichnen sind.
Obwohl bei beiden Verfahren die spektrale Zusammensetzung der modulierten Signale dieselbe ist und damit die für die Übertragung notwendige Frequenzbandbreite gleich ist, kann im Fall der APM von einem Senderverstärker, dessen Linearitätsgrenze bei einem bestimmten Amplitudenhöchstwert erreicht wird, im Vergleich zur AM doppelt so viel Leistung übertragen werden.
Dieser Vorteil muß jedoch durch einen höheren Schaltungsaufwand sowohl bei der Modulationseinrichtung als auch bei dem Demodulator erkauft werden.

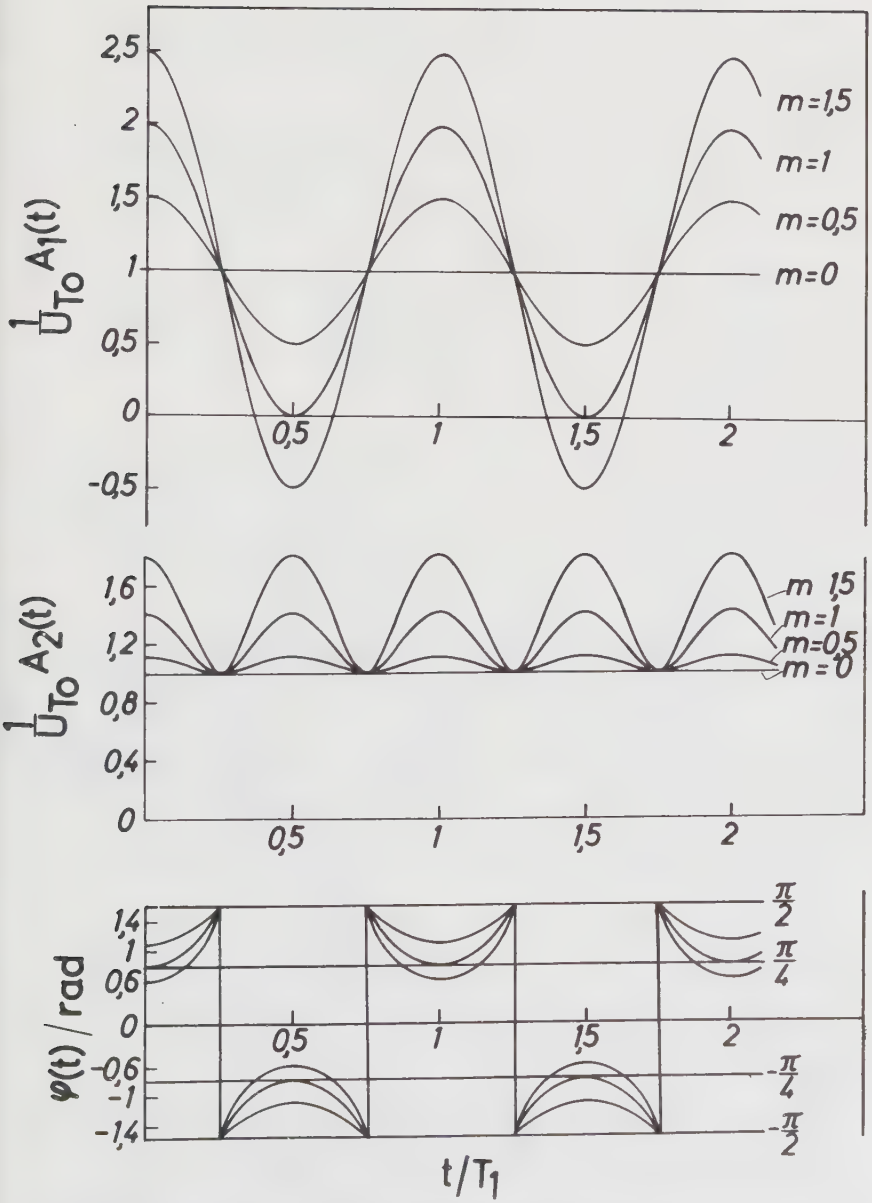


Abb.19 Darstellung der Amplitudenfunktion eines Einton-AM-Signals bei verschiedenen Modulationsgraden im Vergleich mit der Amplituden- und Phasenfunktion eines Einton-APM-Signals

Die folgenden Blockschaltbilder zeigen den prinzipiellen Aufbau der Modulationseinrichtung und der Demodulationseinrichtung für APM-Signale.
Zur Modulation wird das Trägersignal mit dem Basisbandsignal multipliziert und zu dem resultierenden DSB-Signal das um $\frac{\pi}{2}$ phasenverschobene Trägersignal addiert. Je nach Verstärkung des Phasenschiebers können beliebige Modulationsgrade m realisiert werden.
Für die Demodulation wird zunächst das Trägersignal durch einen auf die Trägerfrequenz abgestimmten, invertierenden Selektivverstärker mit dem Verstärkungsfaktor Eins von den übrigen Signalkomponenten abgetrennt.
Dann wird es um $\frac{\pi}{2}$ phasenverschoben und auf den einen Eingang eines Multiplizierers gegeben. Das Ausgangssignal des Selektivverstärkers wird außerdem zum ursprünglichen Signal addiert, was zur Folge hat, daß darin der Träger ausgelöscht wird. Das DSB-Signal am Ausgang der Addierstufe wird dann dem anderen Eingang des Multiplizierers zugeführt.
Von den bei dem Multiplikationsvorgang entstehenden Modulationsprodukten wird, wie bei der DSB-Demodulation bereits besprochen, das gewünschte Basisbandsignal durch das Tiefpaßfilter ausgesondert.
Das APM-Verfahren ist nicht auf Modulationsgrade $m \neq 1$ beschränkt. m darf vielmehr alle Werte zwischen 0 und ∞ annehmen. Im Grenzfall $m=\infty$ wird der Scheitelfaktor S=2 und der Träger ist unterdrückt. Wir haben es dann mit einem reinen DSB-Signal zu tun.
Auch bei der Amplitudenmodulation sind grundsätzlich Modulationsgrade $m>1$ möglich. Allerdings ist dann für die Wiedergewinnung des Basisbandsignals eine ähnlich aufwendige Demodulatorschaltung notwendig, wie sie für das APM-Verfahren angegeben ist.
Das AM-Verfahren mit Modulationsgraden $m \neq 1$ hat den Vorzug, daß die Rückgewinnung des Modulationssignals durch einen einfachen Hochfrequenzgleichrichter mit nachgeschaltetem Tiefpaßfilter geschehen kann, weil in diesem Fall der Hüllkurvenverlauf mit dem Basisbandsignal identisch ist.

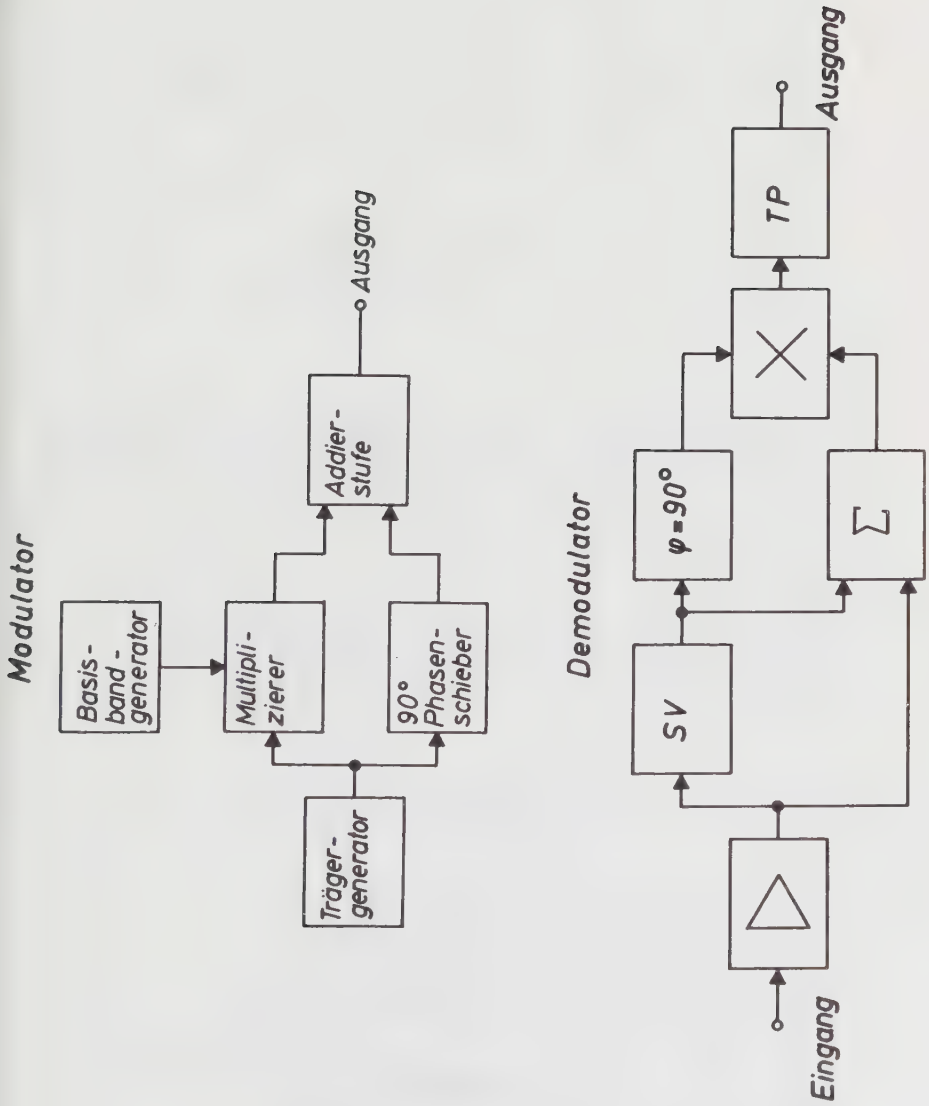


Abb.20 Prinzipschaltbilder von Modulator und Demodulator für APM-Signale

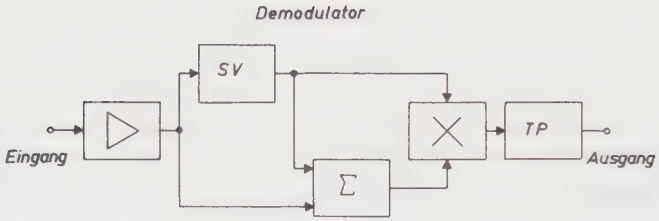


Abb.21
Demodulator für AM-Signale, bei denen der Modulationsgrad m > 1 sein darf

Die folgende Abbildung, in der für beide Verfahren der Verlauf des Scheitelfaktors in Abhängigkeit vom Modulationsgrad dargestellt ist, macht deutlich, daß im Sinne einer optimalen Senderausnutzung das APM-Verfahren im Vergleich zum AM-Verfahren wesentlich besser abschneidet, wenn ein Modulationsverfahren erwünscht ist, bei dem der für die Demodulation notwendige Träger vom Sender mitgeliefert wird. Erst wenn m sehr groß wird, also nur ein Bruchteil der Signalleistung auf den Träger entfällt, dann sind beide Verfahren gleichwertig.

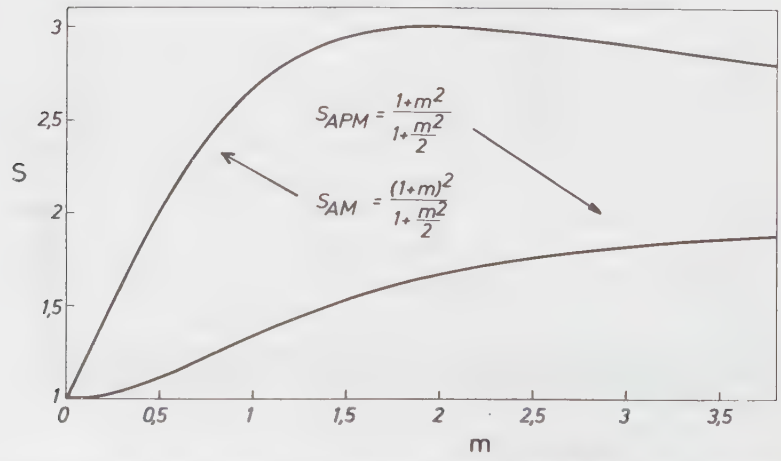


Abb.22 Scheitelfaktor in Abhängigkeit vom Modulationsgrad für ein Einton-AM- und ein Einton-APM-Signal

2.7. Darstellung eines ESB-Signals, dessen Amplitudenfunktion mit der eines AM-Signals übereinstimmt, das von demselben Basisbandsignal abgeleitet wurde wie das ESB-Signal.

Zum Abschluß dieser Betrachtung über Modulationsverfahren sei darauf hingewiesen, daß unter gewissen Bedingungen die Hüllkurvenfunktion eines ESB-Signals, zu dem das Trägersignal hinzuaddiert wird, mit der Hüllkurvenfunktion eines AM-Signals übereinstimmt. Dies ist insofern interessant, als damit ein Signal zur Verfügung steht, welches nur die Übertragungsbandbreite eines ESB-Signals benötigt und durch einfache Hüllkurvengleichrichtung demoduliert werden kann. Allerdings ist der Modulationsgrad sehr gering, wenn auf geringe Verzerrungen Wert gelegt wird.
Um dies zu zeigen, betrachten wir das zu dem Basisbandsignal

$$U_N(t) = \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

gehörende ESB-Signal, welches, wie bereits gezeigt, als oberes Seitenband die Darstellung

$$U(t) = \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i\right]$$

hat. Wird dazu das Trägersignal

$$U_T(t) = U_{T_0} \cos \omega_0 t$$

addiert, dann erhält man

$$U(t) + U_T(t) = \frac{U_0}{2}\left[\cos \omega_0 t \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) - \sin \omega_0 t \sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)\right] + U_{T_0} \cos \omega_0 t$$

$$= A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$= A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

$$A_1 = \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + U_{T_0}$$

$$A_2 = \frac{U_0}{2} \sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

$$A(t) = \left\{ \left[\frac{U_0}{2} \sum_i U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + U_{T_0} \right]^2 + \left[\frac{U_0}{2} \sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ U_{T_0}^2 \left[1 + \frac{1}{2} \sum_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right]^2 + \frac{U_0^2}{4} \left[\sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ U_{T_0}^2 \cdot A_{AM}^2(t) + \frac{U_0^2}{4} Q_N^2(t) \right\}^{1/2} \quad , \quad m_i = \frac{U_0 U_i}{U_{T_0}}$$

Die Amplitudenfunktion des resultierenden Signals besteht also aus zwei Anteilen, der mit dem Proportionalitätsfaktor U_{T_0} versehenen zum Basisbandsignal gehörenden Amplitudenfunktion eines AM-Signals und dem zum Basisbandsignal in Quadratur stehenden Term

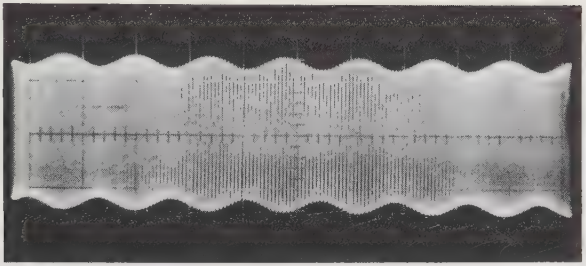
$$Q_N(t) = \sum_i U_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

multipliziert mit dem Faktor $\frac{U_0}{2}$.
Wählt man die Amplitude U_{T_0} des Trägersignals genügend groß, so daß der erste Summand den zweiten wesentlich überwiegt, dann ist in Näherung

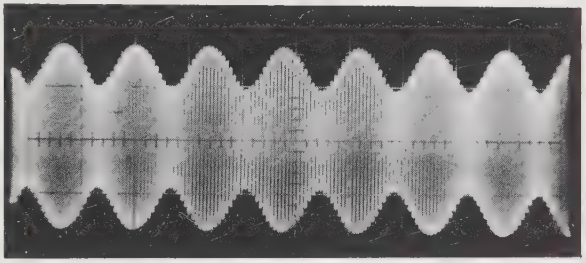
$$A(t) = U_{T_0} A_{AM}(t) \quad .$$

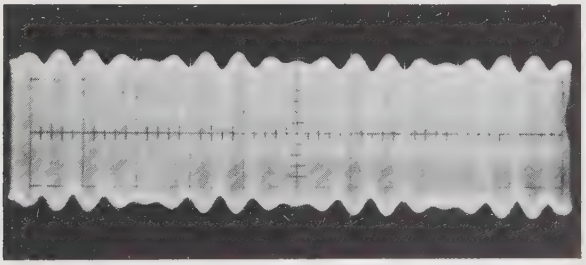
Die folgenden Bilder zeigen Oszillogramme von solchen Signalen mit verschieden großer Trägeramplitude. Man erkennt deutlich, daß mit abnehmender Trägeramplitude die Verzerrungen durch den Quadraturterm zunehmen.

Abb.23
ESB-Signale mit Trägerzusatz

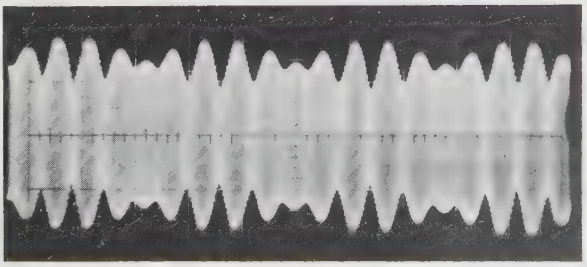


Eintonsignal 1,25 KHz





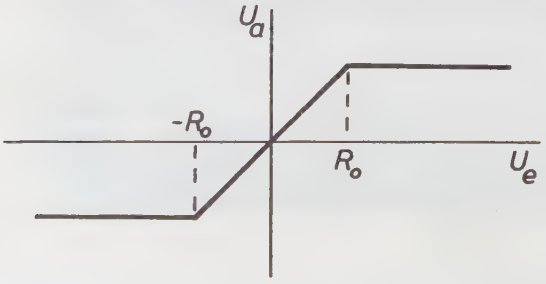
Doppeltonsignal 1 KHz; 1,25 KHz



3. Verringerung der Hüllkurvenschwankungen von Schmalbandsignalen durch nichtlineare Maßnahmen.

3.1. Wirkungsweise eines Amplitudenbegrenzers.

Von den beschriebenen Amplitudenmodulationsverfahren ist die Einseitenbandmodulation in Bezug auf die zur Diskussion stehenden Kriterien (Bandbreite, Scheitelfaktor) das weitaus günstigste. Da aber die Hüllkurvenfunktion auch bei der ESB-Modulation nicht konstant ist, ist auch der Scheitelfaktor noch von Eins verschieden.
Ein in dieser Hinsicht optimales Modulationsverfahren wäre ein solches, bei dem die Amplitudenfunktion konstant ist und die Phasenfunktion allein die Nachricht beinhaltet, wobei jedoch das Spektrum des Signals wieder nur die Bandbreite des Basisbandes beansprucht. Ein Schritt in dieser Richtung wäre die Hüllkurvenfunktion des Signals durch nichtlineare Maßnahmen einzuebnen, indem mit einem Begrenzer die Signalamplitude auf einen Höchstwert festgelegt wird. Zum Beispiel könnte das Basisbandsignal in dieser Weise behandelt werden. Aber auch das DSB-Signal hinter dem Modulator ließe sich so beeinflussen. Schließlich könnte das ESB-Signal hinter dem Seitenbandfilter begrenzt werden. Es fragt sich, ob die mit dieser Beeinflussung sicher verbundene Verfälschung des Originalsignals in der einen oder anderen Weise geringer ist, ob überhaupt eine Verbesserung der Signalqualität auf diese Weise erreicht werden kann und wenn ja, wie weit die Begrenzung getrieben werden darf, damit eine Verbesserung noch festgestellt werden kann. Von den angegebenen Möglichkeiten scheint die zuletzt genannte am sinnvollsten zu sein, da sich die Maßnahme auf das zu übertragende ESB-Signal direkt auswirkt. Die folgenden Ausführungen werden sich mit diesem Fragenkomplex auseinandersetzen.
Der Begrenzer, mit dem die Beeinflussung des Signals erreicht werden soll, habe folgende Übertragungsfunktion:



Solange die Signalspannung kleiner als die Begrenzerschwelle R_o ist, bleibt das Signal unverändert. Größere Amplituden werden dagegen auf die Höhe R_o begrenzt. Der Begrenzer wirkt sich also nur auf die Amplitudenfunktion des Signals aus. Die Phasenfunktion bleibt unverändert.
Ist das Signal vor dem Begrenzer

$$U_1(t) = A_1(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \ ,$$

so lautet das Signal hinter dem Begrenzer

$$U_2(t) = A_2(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \ .$$

Ein Maß für die Abweichung der Signale voneinander ist der Fehler

$$\phi = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[U_2(t) - U_1(t)\right]^2 dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[A_2(t) - A_1(t)\right]^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi(t))\, dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[A_2(t) - A_1(t)\right]^2 \left[1 + \cos 2(\omega_0 t + \varphi(t))\right] dt$$

Die Funktionen $A_1(t)$, $A_2(t)$ und $\varphi(t)$ sind im Vergleich zu $\cos \omega_0 t$ langsam veränderlich. Daher können wir wieder schreiben

$$\phi = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[A_2(t) - A_1(t)\right]^2 dt$$

Die Fehlerbetrachtung ist so reduziert worden auf einen Vergleich der Amplitudenfunktion des Originalsignals mit der Amplitudenfunktion des durch den Begrenzer verfälschten Signals.

Eine Grundvoraussetzung für unsere Betrachtung ist die Gleichheit der absoluten Maxima von $A_1(t)$ und $A_2(t)$. Denn wir wollen die mittlere Signalleistung erhöhen aber den Spitzenwert unverändert lassen. Es ist also

$$A_{1s} = A_{2s} = A_s$$

Wir können daher die Funktion

$$\phi = \frac{1}{2}\left[\overline{A_1^2(t)} - 2\overline{A_1(t)\,A_2(t)} + \overline{A_2^2(t)}\right]$$

normieren.

$$\frac{\phi}{A_s^2} = \frac{1}{2}\left[\frac{\overline{A_1^2(t)}}{A_s^2} - \frac{2}{A_s^2}\,\overline{A_1(t)\,A_2(t)} + \frac{\overline{A_2^2(t)}}{A_s^2}\right]$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{1}{S_v} - \frac{2}{A_s^2}\,\overline{A_1(t)\,A_2(t)} + \frac{1}{S_h}\right]$$

S_v und S_h sind die Scheitelfaktoren vor bzw. hinter dem Begrenzer. Wir nennen

$$R_{12} = \frac{1}{2}\,\overline{A_1(t)\,A_2(t)}$$

den Kreuzkorrelationskoeffizient und schreiben

$$\frac{\phi}{A_s^2} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{S_v} + \frac{1}{S_h}\right) - \frac{2R_{12}}{A_s^2}\,,$$

woraus

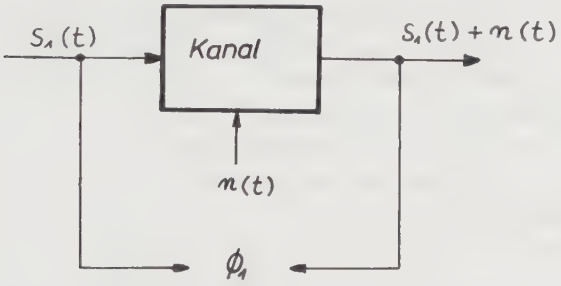
$$S_h = \frac{S_v}{\frac{2S_v}{A_s^2}\left(\phi + 2R_{12}\right) - 1}$$

folgt.

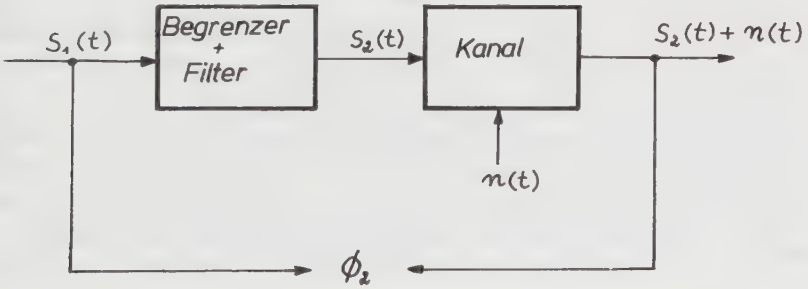
Diese Gleichung bringt zum Ausdruck, daß S_h umso kleiner wird, je größer ϕ und R_{12} werden. Ohne Begrenzung ist $A_1(t) = A_2(t)$ und daher $\phi = 0$ und $S_h = S_v$. Die Verringerung des Scheitelfaktors muß also durch Vergrößerung des Fehlers erkauft werden.

3.2. Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes von Schmalbandsignalen durch Amplitudenbegrenzung.

Das eigentliche Optimierungsproblem sieht nun folgendermaßen aus: Wir vergleichen einen nur durch gaußverteiltes Rauschen n(t) mit dem Mittelwert Null gestörten Nachrichtenkanal



mit der Anordnung



und bestimmen in beiden Fällen den Fehler ϕ als Maß für die Verfälschung der Originalnachricht $S_1(t)$.
Vorausgesetzt werden soll, daß der Kanal in beiden Fällen gleich ist, $S_1(t)$ und $S_2(t)$ denselben Spitzenwert haben und n(t) jeweils denselben quadratischen Mittelwert N hat.
Im ersten Fall ergibt sich

$$\phi_1 = \overline{\left[S_1(t) - (S_1(t) + n(t))\right]^2}$$

$$= \overline{n^2(t)}$$

$$= N$$

Im zweiten Fall erhält man

$$\phi_2 = \overline{\left[S_1(t) - (S_2(t) + n(t))\right]^2}$$

$$= \overline{S_1^2(t)} - 2\,\overline{S_1(t)\,S_2(t)} - 2\,\overline{S_1(t)\,n(t)} + \overline{S_2^2(t)} + 2\,\overline{S_2(t)\,n(t)} + \overline{n^2(t)}$$

$$= \overline{S_1^2(t)} + \overline{S_2^2(t)} - 2\,\overline{S_1(t)\,S_2(t)} + N$$

$$= \phi_0 + N$$

Die Signale $S_1(t)$ und $S_2(t)$ sind mit dem Rauschen nicht korreliert, demzufolge verschwinden die Kreuzkorrelationsterme. ϕ_0 ist der durch die Begrenzer- und Filteranordnung hervorgerufene Fehler.
Man erkennt, daß in der zweiten Anordnung der Fehler immer größer ist als in der ersten Anordnung, d. h. wenn der Fehler allein als Maß für die Übertragungsgüte herangezogen wird, dann ist die nichtlineare Maßnahme ohne Nutzen.
Nun ist aber zu berücksichtigen, daß im zweiten Fall am Ausgang der Übertragungsstrecke die mittlere Leistung größer ist und damit der Signal-Rausch-Abstand verbessert wird.
Wir definieren als Rauschfaktoren die Ausdrücke

$$F_1 = \frac{\overline{S_1^2(t)}}{N} \qquad \text{und} \qquad F_2 = \frac{\overline{S_2^2(t)}}{N}$$

Mit den bereits bekannten Scheitelfaktoren

$$S_v = \frac{A_S^2}{\overline{A_1^2(t)}} \qquad \text{und} \qquad S_h = \frac{A_S^2}{\overline{A_2^2(t)}} \qquad \text{gilt}$$

$$\frac{S_h}{S_v} = \frac{\overline{A_1^2(t)}}{\overline{A_2^2(t)}} = \frac{\overline{S_1^2(t)}}{\overline{S_2^2(t)}} = \frac{F_1}{F_2}$$

Dies ist das triviale Ergebnis, daß sich die Signal-Rausch-Abstände umgekehrt wie die Scheitelfaktoren verhalten.

In dem gleichen Maße, wie durch die Begrenzung der Scheitelfaktor des Signals verringert wird, verbessert sich das Signal-Rausch-Verhältnis. In der zweiten Anordnung beeinflussen zwei gegenläufige Prozesse die Qualität der Nachrichtenübertragung. Mit zunehmender Begrenzung wird der Fehler größer, gleichzeitig aber wird der Signal-Rausch-Abstand verbessert.
Eigentlich wäre es nun naheliegend, nach einem optimalen Begrenzungsgrad zu suchen, wenn ein bestimmtes Signal $S_1(t)$ und ein Rauschfaktor F_1 vorgegeben sind. Unsere Untersuchungsergebnisse werden aber zeigen, daß keineswegs immer die Begrenzung eines Signals in einer der angegebenen Begrenzeranordnungen notwendigerweise zu einer Vergrößerung der mittleren Leistung führt. Vielfach ist sogar zu beobachten, daß bei bestimmten Signalen mit zunehmender Begrenzung die mittlere Leistung absinkt.
Erst wenn wir Telefoniesignale, die sich durch einen großen Dynamikumfang auszeichnen, in unsere Betrachtung miteinbeziehen, wird sich herausstellen, daß durch jede der angegebenen Begrenzeranordnungen die Leistung im Mittel u. U. beträchtlich vergrößert werden kann. Hier könnte man nun in der Tat versuchen, einen optimalen Begrenzungsgrad zu ermitteln. Auf Grund mangelnder Reproduzierbarkeit sind Telefoniesignale für Meßzwecke nicht brauchbar. Wir beschränken uns daher darauf, die Begrenzeranordnungen mit einfachen Testsignalen zu untersuchen, um dann auf ihr Verhalten gegenüber den für die technische Anwendung wichtigen Telefoniesignale zu schließen.

4. Näherungsrechnungen zur Ermittlung der Spektren von amplitudenbegrenzten einfachen Schmalbandsignalen.

4.1. Berechnung des Spektrums eines begrenzten Zweiton-ESB-Signals.

Um die nichtlineare Beeinflussung eines Signals durch einen symmetrischen Begrenzer an einem ersten Beispiel im Detail zu studieren, betrachten wir die früher angegebene Funktion

$$U_1(t) = U\cos\omega_1 t + \frac{U}{2}\cos\omega_2 t$$

$$= A(t)\cdot\cos\left(\omega_1 t + \arctan\frac{\sin(\omega_2-\omega_1)t}{2+\cos(\omega_2-\omega_1)t}\right)$$

Dabei war

$$A(t) = U\left[\frac{5}{4} + \cos(\omega_2-\omega_1)t\right]^{1/2}.$$

Dieses Signal werde auf den Eingang des Begrenzers gegeben. Wir setzen voraus, daß die Begrenzerschwelle R_o kleiner oder höchstens gleich dem Minimum der Amplitudenfunktion A(t) ist. Weiterhin befinde sich hinter dem Begrenzer ein ideales Tiefpaßfilter mit einer oberen Grenzfrequenz, die kleiner ist als die Frequenz $2\omega_2$. Schließlich sei der Frequenzabstand $\omega_S = \omega_2-\omega_1$ klein gegen ω_1. Dann können wir davon ausgehen, daß das Ausgangssignal $S_1(t)$ hinter dem Tiefpaßfilter in guter Näherung angegeben werden kann in der Form

$$S_1(t) = A\cos\left(\omega_1 t + \arctan\frac{\sin\omega_S t}{2+\cos\omega_S t}\right).$$

A ist jetzt konstant gleich R_o. Das Signal ist nur noch phasenmoduliert.

Wir schreiben

$$S_1(t) = A\left[\cos\omega_1 t\cdot\cos\left(\arctan\frac{\sin\omega_S t}{2+\cos\omega_S t}\right)\right.$$

$$\left. - \sin\omega_1 t\cdot\sin\left(\arctan\frac{\sin\omega_S t}{2+\cos\omega_S t}\right)\right].$$

Mit

$$\cos\left(\arctan\frac{\sin\omega_S t}{2+\cos\omega_S t}\right) = \cos\alpha = \frac{1}{\sqrt{1+\tan^2\alpha}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\sin^2 \omega_s t}{(2+\cos\omega_s t)^2}}} = \frac{2 + \cos\omega_s t}{(4 + 4\cos\omega_s t + \cos^2\omega_s t + \sin^2\omega_s t)^{1/2}}$$

$$= \frac{2 + \cos\omega_s t}{\sqrt{5 + 4\cos\omega_s t}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{5}}(2 + \cos\omega_s t)}{\sqrt{1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t}}$$

und

$$\sin\left(\arctan\frac{\sin\omega_s t}{2+\cos\omega_s t}\right) = \sin\alpha = \frac{\tan\alpha}{\sqrt{1+\tan^2\alpha}}$$

$$= \frac{\frac{\sin\omega_s t}{2+\cos\omega_s t}}{\sqrt{1 + \frac{\sin^2\omega_s t}{(2+\cos\omega_s t)^2}}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{5}}\sin\omega_s t}{\sqrt{1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t}}$$

wird

$$S_1(t) = \frac{A}{\sqrt{5}}\left(1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t\right)^{-\frac{1}{2}}\left[(2+\cos\omega_s t)\cos\omega_1 t - \sin\omega_s t \sin\omega_1 t\right]$$

$$= \frac{A}{\sqrt{5}}\left(1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t\right)^{-\frac{1}{2}}\left[2\cos\omega_1 t + \cos(\omega_1 + \omega_s)t\right]$$

$$= \frac{A}{\sqrt{5}}\left(1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t\right)^{-\frac{1}{2}}\left[2\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t\right]$$

Wir entwickeln den Faktor

$$F(t) = \left(1 + \frac{4}{5}\cos\omega_s t\right)^{-\frac{1}{2}}$$

in eine Potenzreihe und brechen nach dem fünften Glied ab.

$$F(t) = 1 - \frac{1}{2}\cdot\frac{4}{5}\cos\omega_s t + \frac{1\cdot3}{2\cdot4}\left(\frac{4}{5}\right)^2\cos^2\omega_s t - \frac{1\cdot3\cdot5}{2\cdot4\cdot6}\left(\frac{4}{5}\right)^3\cos^3\omega_s t$$

$$+ \frac{1\cdot3\cdot5\cdot7}{2\cdot4\cdot6\cdot8}\left(\frac{4}{5}\right)^4\cos^4\omega_s t - \frac{1\cdot3\cdot5\cdot7\cdot9}{2\cdot4\cdot6\cdot8\cdot10}\left(\frac{4}{5}\right)^5\cos^5\omega_s t$$

$$F(t) = 1 - 0{,}4 \cos\omega_s t + 0{,}24 \cos^2\omega_s t - 0{,}16 \cos^3\omega_s t$$
$$+ 0{,}112 \cos^4\omega_s t - 0{,}08064 \cos^5\omega_s t$$
$$= 1 - 0{,}4 \cos\omega_s t + 0{,}12 (1 + \cos 2\omega_s t) - 0{,}04(\cos 3\omega_s t + 3\cos\omega_s t)$$
$$+ 0{,}014 (\cos 4\omega_s t + 4\cos 2\omega_s t + 3)$$
$$- 0{,}00504 (\cos 5\omega_s t + 5\cos 3\omega_s t + 10\cos\omega_s t)$$
$$= 1{,}162 - 0{,}5704 \cos\omega_s t + 0{,}176 \cos 2\omega_s t$$
$$- 0{,}0652 \cos 3\omega_s t + 0{,}014 \cos 4\omega_s t - 0{,}00504 \cos 5\omega_s t$$

Wir multiplizieren aus und erhalten

$$S_1(t) = \frac{A}{\sqrt{5}} \Big[2{,}324 \cos\omega_1 t + 1{,}162 \cos\omega_2 t$$
$$- 1{,}1408 \cos\omega_1 t \cdot \cos\omega_s t - 0{,}5704 \cos\omega_2 t \cos\omega_s t$$
$$+ 0{,}352 \cos\omega_1 t \cdot \cos 2\omega_s t + 0{,}176 \cos\omega_2 t \cos 2\omega_s t$$
$$- 0{,}1304 \cos\omega_1 t \cdot \cos 3\omega_s t - 0{,}0652 \cos\omega_2 t \cos 3\omega_s t$$
$$+ 0{,}028 \cos\omega_1 t \cdot \cos 4\omega_s t + 0{,}014 \cos\omega_2 t \cos 4\omega_s t$$
$$- 0{,}01008 \cos\omega_1 t \cdot \cos 5\omega_s t - 0{,}00504 \cos\omega_2 t \cos 5\omega_s t \Big]$$

$$S_1(t) = \frac{A}{\sqrt{5}} \Big[2{,}324 \cos\omega_1 t + 1{,}162 \cos\omega_2 t - 0{,}5704 \cos\omega_2 t$$
$$- 0{,}5704 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t - 0{,}2852 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$
$$- 0{,}2852 \cos\omega_1 t + 0{,}176 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$
$$+ 0{,}176 \cos(3\omega_1 - 2\omega_2)t + 0{,}088 \cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t$$
$$+ 0{,}088 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t - 0{,}0652 \cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t$$
$$- 0{,}0652 \cos(4\omega_1 - 3\omega_2)t - 0{,}0326 \cos(4\omega_2 - 3\omega_1)t$$
$$- 0{,}0326 \cos(3\omega_1 - 2\omega_2)t + 0{,}014 \cos(4\omega_2 - 3\omega_1)t$$
$$+ 0{,}014 \cos(5\omega_1 - 4\omega_2)t + 0{,}007 \cos(5\omega_2 - 4\omega_1)t$$
$$+ 0{,}007 \cos(4\omega_1 - 3\omega_2)t - 0{,}00504 \cos(5\omega_2 - 4\omega_1)t$$
$$- 0{,}00252 \cos(5\omega_1 - 4\omega_2)t \Big]$$

Terme mit den Kreisfrequenzen $6\omega_2$ und $6\omega_1$ wurden nicht mehr berücksichtigt. Man erhält schließlich

$$S_1(t) = \frac{A}{\sqrt{5}}\Big[\,2{,}0388\cos\omega_1 t + 0{,}5916\cos\omega_2 t$$
$$- 0{,}4824\cos(2\omega_1-\omega_2)t - 0{,}1092\cos(2\omega_2-\omega_1)t$$
$$+ 0{,}1434\cos(3\omega_1-2\omega_2)t + 0{,}0228\cos(3\omega_2-2\omega_1)t$$
$$- 0{,}0582\cos(4\omega_1-3\omega_2)t - 0{,}0186\cos(4\omega_2-3\omega_1)t$$
$$+ 0{,}01148\cos(5\omega_1-4\omega_2)t + 0{,}00196\cos(5\omega_2-4\omega_1)t\Big]$$

Die spektrale Zusammensetzung des begrenzten Signals ist viel komplizierter geworden. Zu den ursprünglichen beiden Spektralkomponenten ist eine Vielzahl sog. Intermodulationsprodukte hinzugekommen. Auch sind die Primärkomponenten nicht mehr im Verhältnis 2:1 vertreten. Die Amplituden der Intermodulationsprodukte höherer Ordnung werden aber immer kleiner. Die Spektrallinien der Intermodulationsprodukte 4. Ordnung sind bereits um mehr als 40 dB schwächer als die entsprechenden Primärlinien.

Auch für die in derselben Weise begrenzte Funktion

$$U_2(t) = \frac{U}{2}\cos\omega_1 t + U\cos\omega_2 t$$

$$= A(t)\cdot\cos\left(\omega_1 t + \arctan\frac{2\sin\omega_s t}{1+2\cos\omega_s t}\right)$$

läßt sich das Spektrum berechnen. Es ist

$$S_2(t) = A\cdot\cos\left(\omega_1 t + \arctan\frac{2\sin\omega_s t}{1+2\cos\omega_s t}\right)$$

$$= \frac{A}{\sqrt{5}}\left(1+\frac{4}{5}\cos\omega_s t\right)^{-\frac{1}{2}}\left[\cos\omega_1 t + 2\cos\omega_2 t\right].$$

Mit der Reihenentwicklung für F(t) erhält man wie im ersten Teil

$$S_2(t) = \frac{A}{\sqrt{5}} \Big[1{,}162 \cos\omega_1 t + 2{,}324 \cos\omega_2 t$$
$$- 0{,}5704 \cos\omega_1 t \cos\omega_s t - 1{,}1408 \cos\omega_2 t \cos\omega_s t$$
$$+ 0{,}176 \cos\omega_1 t \cos 2\omega_s t + 0{,}352 \cos\omega_2 t \cos 2\omega_s t$$
$$- 0{,}0652 \cos\omega_1 t \cos 3\omega_s t - 0{,}1304 \cos\omega_2 t \cos 3\omega_s t$$
$$+ 0{,}014 \cos\omega_1 t \cos 4\omega_s t + 0{,}028 \cos\omega_2 t \cos 4\omega_s t$$
$$- 0{,}00504 \cos\omega_1 t \cos 5\omega_s t - 0{,}01008 \cos\omega_2 t \cos 5\omega_s t \Big]$$

$$S_2(t) = \frac{A}{\sqrt{5}} \Big[0{,}5916 \cos\omega_1 t + 2{,}0388 \cos\omega_2 t$$
$$- 0{,}1092 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t - 0{,}4824 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$
$$+ 0{,}0228 \cos(3\omega_1 - 2\omega_2)t + 0{,}1434 \cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t$$
$$- 0{,}0186 \cos(4\omega_1 - 3\omega_2)t - 0{,}0582 \cos(4\omega_2 - 3\omega_1)t$$
$$+ 0{,}00196 \cos(5\omega_1 - 4\omega_2)t + 0{,}01148 \cos(5\omega_2 - 4\omega_1)t \Big]$$

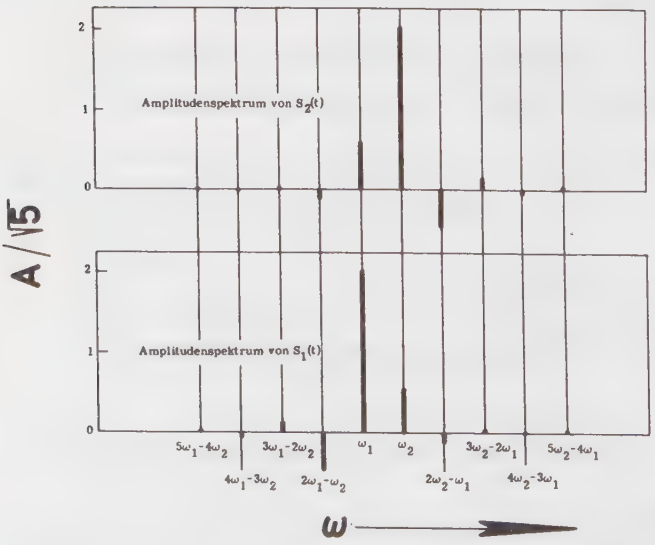


Abb. 24

4.2. Verfolgung des Signalflusses durch einen Übertragungskanal an Hand von Oszillogrammen bei Einsatz des Begrenzers für das unter 4.1. betrachtete Signal und andere.

Übertragen wir dieses Beispiel nun in die Praxis. (Siehe dazu die folgenden Oszillogramme!) Ein Doppeltonsignal (1 KHz, 1,25 KHz) mit dem Amplitudenverhältnis 2:1 bzw. 1:2 im Basisband wird zu einem entsprechenden Doppelton-ESB-Signal. Der Begrenzer beseitigt die Hüllkurvenschwankungen. Unter der Voraussetzung, daß unsere Näherung zutrifft, erstreckt sich das Spektrum des begrenzten Signals von 25 KHz bis 27 KHz. Alle wesentlichen Spektralkomponenten (Intermodulationsprodukte und Primärlinien) des verfälschten Signals liegen im Übertragungsbereich des ESB-Filters. Ein zweites Seitenbandfilter, dem zunächst einmal die Aufgabe zukommt, den Übertragungskanal für das begrenzte Signal auf die ursprüngliche Breite einzuschränken, dient hier nur dazu, Frequenzkomponenten zu beseitigen, die bei Vielfachen der Primärlinien liegen. Diese rühren daher, daß durch den Begrenzer die Amplituden des Signals abgekappt werden.

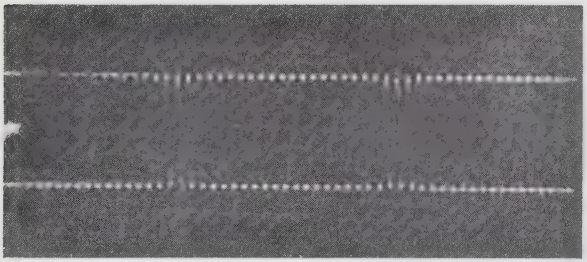
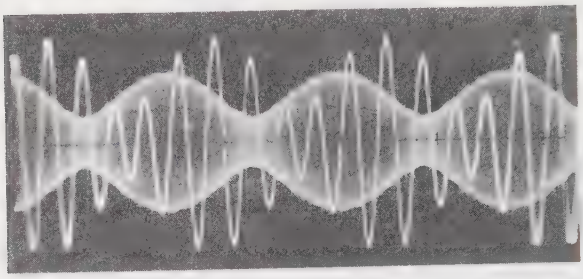


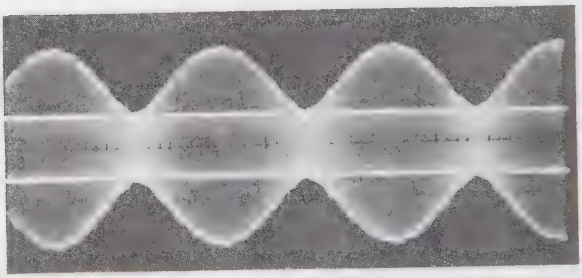
Abb.25 Feinstruktur des begrenzten ESB-Signals

Da das Signal, nachdem es durch das zweite Seitenbandfilter gelaufen ist, wieder Hüllkurvenschwankungen aufweist, müssen diese allein daher stammen, daß gerade jene Frequenzkomponenten fehlen. Es hat daher keinen Sinn, dieses Signal erneut zu begrenzen und zu filtern, um auf diese Weise die verbleibenden Hüllkurvenschwankungen weiter zu verringern.
Hier bietet es sich offenbar an, mit dem Begrenzerausgangssignal die Phase eines mit konstanter Amplitude schwingenden Oszillators zu synchronisieren. Dann erhält man genau das Signal, welches dem Rechenbeispiel zugrunde gelegt wurde. Nachdem das so erzeugte Signal durch das zweite Seitenbandfilter gelaufen ist, dürfte es nun auch weiterhin keine Hüllkurvenschwankungen aufweisen, da ja alle wesentlichen

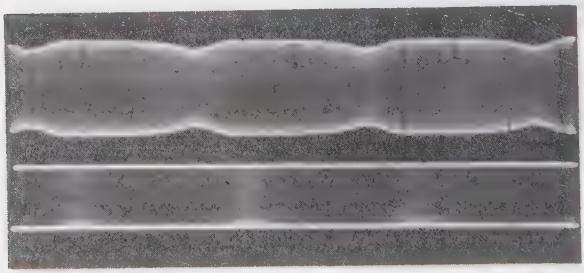
Abb.26
Amplitudenbegrenzung eines ESB-Signals



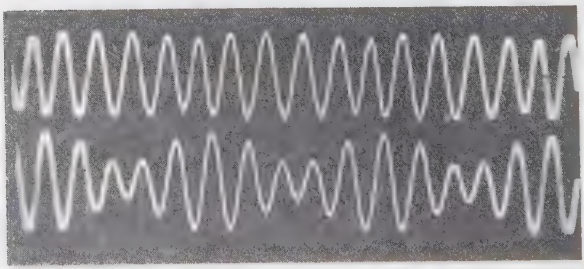
Basisbandsignal und das dazugehörende ESB-Signal



ESB-Signal vor und hinter dem Amplitudenbegrenzer

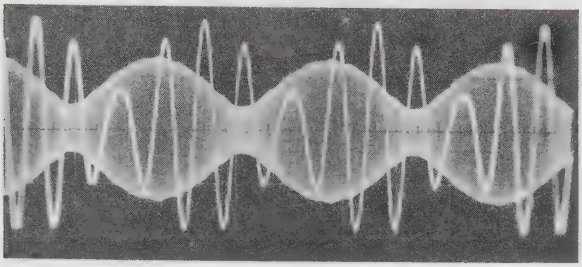


Amplitudenbegrenztes FSB-Signal hinter und vor dem 2. ESB-Filter

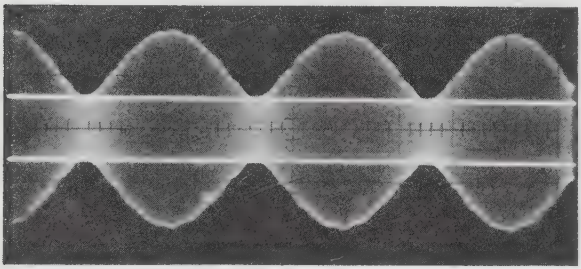


Amplitudenbegrenztes und gefiltertes ESB-Signal demoduliert und Originalsignal

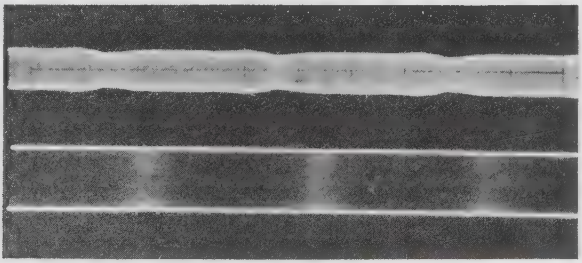
Abb.27
Amplitudenbegrenzung eines ESB-Signals



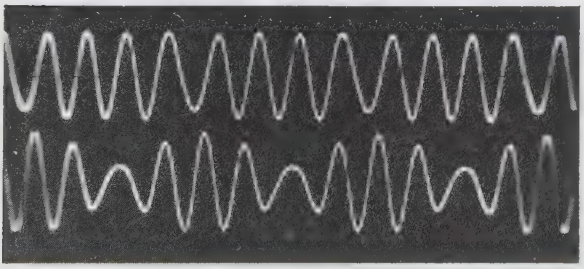
Basisbandsignal und das dazugehörende ESB-Signal



ESB-Signal vor und hinter dem Amplitudenbegrenzer



Amplitudenbegrenztes FSB-Signal hinter und vor dem 2. FSB-Filter



Amplitudenbegrenztes und gefiltertes ESB-Signal demoduliert und Originalsignal

Spektralkomponenten innerhalb der ursprünglichen Übertragungsbandbreite liegen. Die Dinge liegen etwas anders, wenn die Primärlinien einen größeren Frequenzabstand haben, so daß wesentliche Intermodulationsprodukte außerhalb des durch das zweite Filter festgelegten Übertragungsbereiches zu liegen kommen, wie es z.B. der Fall ist, wenn statt der im Beispiel gewählten 250 Hz als Frequenzabstand der Primärlinien ein solcher von 1 KHz angenommen wird. Dann wird das Signal hinter dem zweiten Seitenbandfilter auch wieder eine Hüllkurvenvariation zeigen. Von wenigen Spezialfällen abgesehen, wird das auch immer der Fall sein, da es eben nicht möglich ist, auf diese Weise schmalbandige, Information tragende Signale mit konstanter Hüllkurve zu erzeugen. Auf jeden Fall hat dieses Verfahren den Vorzug, daß die Hüllkurvenschwankungen des Signals hinter dem zweiten Seitenbandfilter allein daher kommen, daß Intermodulationskomponenten außerhalb des erlaubten Übertragungsbereiches liegen und daher im Ausgangssignal fehlen.

Die Verringerung des Scheitelfaktors und damit die Erhöhung der mittleren Signalleistung kommt also dadurch zustande, daß zusätzlich Energie in die Intermodulationsprodukte gesteckt wird. Diese verfälschen zwar das Primärsignal, aber, und das ist wichtig, sie sind mit dem Primärsignal korreliert und tragen dazu bei, daß der Signal-Rausch-Abstand verbessert wird.

Ansich müßte man nun eine Schaltung entwickeln, die auf der Empfangsseite den Primärlinien die zugehörigen Intermodulationsprodukte wieder zuordnet, um auf diese Weise das Originalsignal wieder weitgehend zu rekonstruieren. Dieses Problem ist jedoch mit einfachen Mitteln nicht lösbar. Glücklicherweise zeigt sich, daß diese Aufgabe dem menschlichen Gehirn überlassen werden darf. Die Experimente mit Telefoniesignalen führen eindeutig zu dem Ergebnis, daß die Verständlichkeit der menschlichen Sprache nur relativ wenig unter diesen Maßnahmen leidet.

Zu den Oszillogrammen ist noch zu bemerken, daß auf Grund der unterschiedlichen Laufzeiten der Signale durch die verschiedenen Filter die sich entsprechenden Phasenzustände auf der Zeitachse gegeneinander verschoben sind.

Abb.28 Demoduliertes ESB-Signal (das Basisbandsignal ist ein Dorvelton: 1KHz-Sinus mit Amplitude U / 1,25 KHz-Sinus mit Amplitude 2U), welches als solches begrenzt und anschließend ein weiteres ESB-Filter durchlaufen hat, bevor es demoduliert wurde, bei verschiedenen Begrenzungsgraden

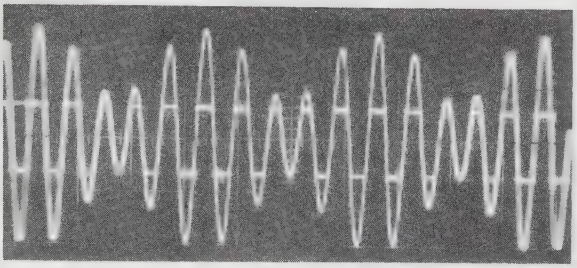
Wir wollen uns nun überlegen, wie sich die Verhältnisse ändern, wenn statt des hochfrequenten ESB-Signals schon das Basisbandsignal begrenzt wird. Wie bereits gezeigt, ist ja bei ESB-Modulation der Scheitelfaktor im Basisband genauso groß wie im HF-Bereich, d.h. ein so behandeltes NF-Signal könnte zur Modulation herangezogen werden und würde dann auch ein ESB-Signal liefern, das einen entsprechend geringeren Scheitelfaktor aufweist. Auch hier muß hinter dem Begrenzer ein Filter (in diesem Fall ein Tiefpaß) angeordnet werden, welches das Spektrum des Begrenzerausgangssignals auf die ursprünglich vorgegebene Breite des Basisbandes beschränkt. Jetzt fallen aber unter Umständen Spektralkomponenten, die bei Vielfachen der Primärlinien liegen, noch in das Basisband und wirken sich neben den Intermodulationsprodukten auch auf die Gestalt des begrenzten und gefilterten Basisbandsignals aus. Dieses neue Basisbandsignal, welches weiterhin unverfälscht übertragen wird, weicht erheblich stärker von dem Originalsignal ab. Es erscheint "ausgefranst". (Siehe die folgenden Oszillogramme!) Ein Hörvergleich bei der Übertragung von Sprache nach beiden Methoden zeigt, daß sich in diesem Fall das Signal stärker verkratzt anhört.

Diese Aussagen seien zunächst einmal ohne die beschreibende Mathematik gemacht. Ein allgemeines mathematisches Verfahren, welches es im Prinzip ermöglicht, Probleme dieser Art quantitativ zu lösen, wird etwas später angegeben. Soviel sei aber bereits jetzt festgestellt: Der Rechenaufwand ist schon erheblich, wenn nur einfache Fälle behandelt werden sollen. Von daher ist es sinnvoll, mit Näherungsverfahren erste Ergebnisse zu erarbeiten.

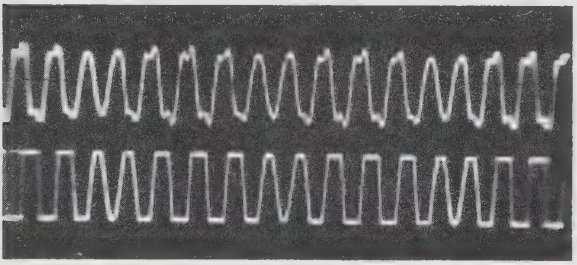
Ohne daß jetzt eine Deutung angegeben wird, sind zum Vergleich auch noch die Oszillogramme angegeben, die man erhält, wenn das DSB-Signal hinter dem Modulator begrenzt wird und anschließend dieses Signal durch ein Bandpaßfilter geschickt wird, dessen Mittenfrequenz bei der Trägerfrequenz liegt und dessen Frequenzbandbreite doppelt so groß ist wie die des Basisbandes. Offenbar stimmt das Signal am Ausgang des DSB-Filters, nachdem es demoduliert ist, mit dem überein, welches man erhält, wenn man das Basisbandsignal begrenzt und filtert.

Abb.29

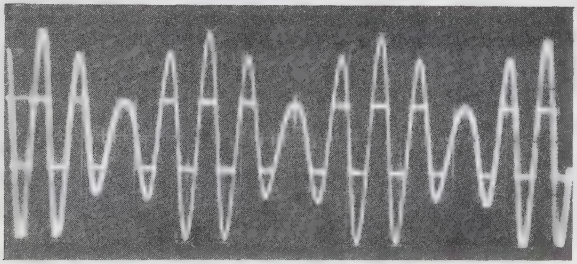
Amplitudenbegrenzung von Basisbandsignalen



Signal vor und hinter dem Begrenzer



Amplitudenbegrenztes Signal hinter und vor dem Tiefpaßfilter



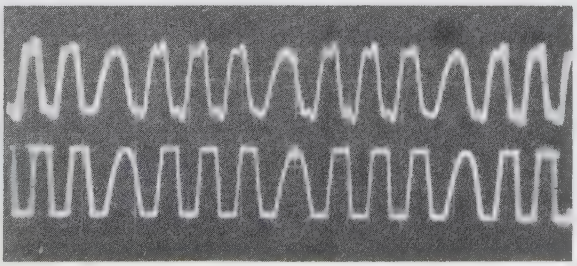
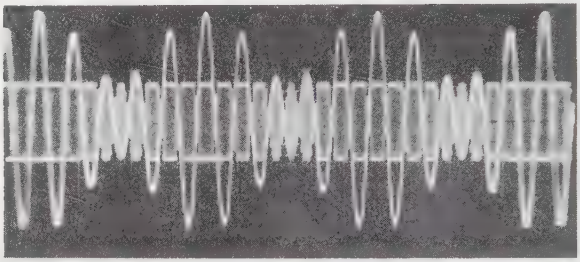
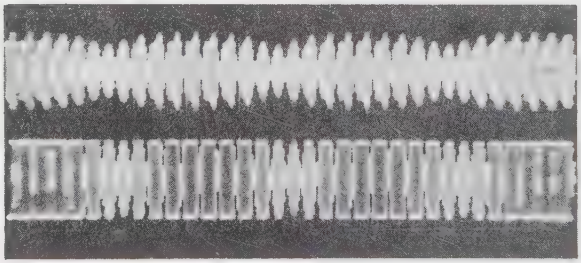


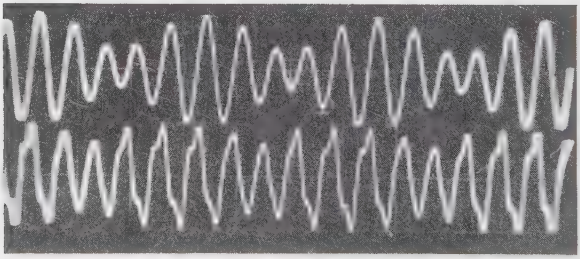
Abb.30
Amplitudenbegrenzung eines DSB-Signals



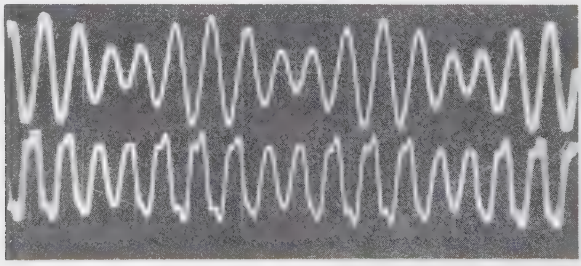
Basisbandsignal und amplitudenbegrenztes DSB-Signal



Begrenztes DSB-Signal hinter und vor einem DSB-Filter

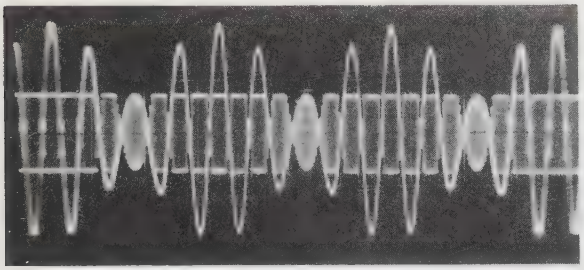


Originalsignal und demoduliertes, amplitudenbegrenztes und gefiltertes DSB-Signal

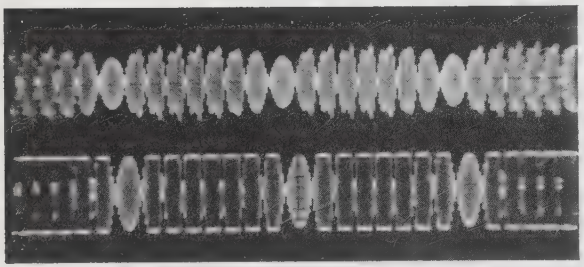


Zum Vergleich: Basisbandsignal im Originalzustand und als solches begrenzt und durch Tiefpaß gefiltert

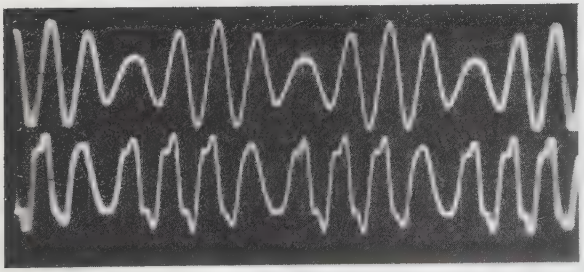
Abb.31
Amplitudenbegrenzung eines DSB-Signals



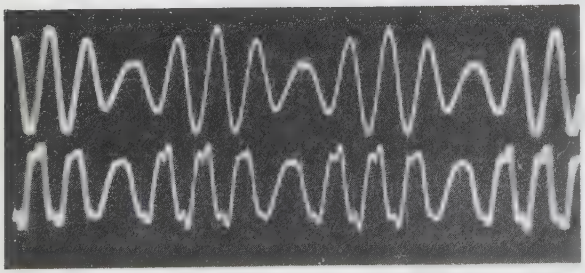
Basisbandsignal und amplitudenbegrenztes DSB-Signal



Begrenztes DSB-Signal hinter und vor einem DSB-Filter



Originalsignal und demoduliertes, amplitudenbegrenztes und gefiltertes DSB-Signal



Zum Vergleich: Basisbandsignal im Originalzustand und als solches begrenzt und durch Tiefpaß gefiltert

4.3. Äquivalenz von DSB-Begrenzung und Begrenzung des Basisbandsignals.

Im folgenden Abschnitt soll gezeigt werden, daß ein begrenztes DSB-Signal, dessen Spektralbreite durch Filter auf die ursprüngliche Frequenzbandbreite des nicht begrenzten Signals eingeschränkt wird, nach zwei verschiedenen Verfahren erzeugt werden kann.

Nach dem ersten Verfahren wird zuerst das Basisbandsignal begrenzt und im Anschluß daran durch ein Tiefpaßfilter geschickt, dessen Grenzfrequenz gleich der höchsten Modulationsfrequenz ω_h ist. Mit dem Filterausgangssignal wird in einer Multiplizierschaltung das DSB-Signal erzeugt.

Nach der zweiten Methode wird das Basisbandsignal direkt zur Modulation herangezogen und dann die Hüllkurvenschwankung des gewonnenen DSB-Signals durch den Amplitudenbegrenzer verringert. Ein Bandpaßfilter mit den Eckfrequenzen $\omega_o + \omega_h$ und $\omega_o - \omega_h$ sorgt für die Einschränkung des Spektrums auf den erlaubten Übertragungsbereich.

Beide Verfahren sind gleichwertig und führen zu demselben Endsignal. Wir betrachten dazu das Basisbandsignal

$$U_N(t) = A_N(t) \cos\left(\omega_N t + \varphi_N(t)\right) ,$$

welches mit dem Trägersignal

$$U_T(t) = U_o \cos \omega_o t$$

multipliziert das DSB-Signal

$$U_H(t) = U_o A_N(t) \cos\left(\omega_N t + \varphi_N(t)\right) \cos \omega_o t$$

ergibt. Die Amplitudenfunktion des DSB-Signals

$$A_H(t) = U_o A_N(t) \cos\left(\omega_N t + \varphi_N(t)\right)$$

ist bis auf den Proportionalitätsfaktor U_o das Basisbandsignal. Wird das DSB-Signal begrenzt, dann erhält man das Signal

$$U_{H1}(t) = A_{H1}(t) \cos \omega_o t$$

mit der neuen Amplitudenfunktion $A_{H1}(t)$, da sich der Begrenzer in erster Näherung nur auf die Amplitudenfunktion $A_H(t)$ des Signals auswirkt. Begrenzung des DSB-Signals bedeutet also Begrenzung des Signals

$$A_H(t) = U_0\, A_N(t) \cos(\omega_N t + \varphi_N(t)) \,.$$

Dabei wird aber wieder allein die Amplitudenfunktion $A_N(t)$ durch den Begrenzer beeinflußt. Im Endeffekt verändert also der Begrenzer bei Begrenzung des DSB-Signals die Amplitudenfunktion des Basisbandsignals. Dies kann natürlich auch auf dem direkten Wege geschehen.

Wenn es gelingt, das begrenzte Modulationssignal etwa als Fourierreihe darzustellen, dann kann sofort das Spektrum des damit erzeugten LSB-Signals angegeben werden. An einem einfachen Beispiel soll das Verfahren demonstriert werden.

Das Basisbandsignal sei eine cosinusförmige Spannung mit der Periodendauer T. Es werde sehr stark begrenzt, so daß daraus ein Rechtecksignal mit hoher Flankensteilheit entsteht, für das folgende Darstellung zutrifft:

$$U_{N1}(t) = \begin{cases} A_N & \text{für } -\frac{T}{4} \le t \le \frac{T}{4} \\ -A_N & \text{für } \frac{T}{4} \le t \le \frac{3T}{4} \end{cases} \quad \text{periodisch}$$

Die Fourierentwicklung für diese Funktion lautet:

$$U_{N1}(t) = \frac{4A_N}{\pi}\left\{\cos\omega_N t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_N t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_N t - + \cdots\right\}$$

Das Tiefpaßfilter im Basisband-Kanal, welches sich an den Begrenzer anschließt, sorgt dafür, daß nur eine begrenzte Zahl von Spektralkomponenten übertragen wird. Wenn wir von den in diesem Zusammenhang uninteressanten Phasenverschiebungen der einzelnen Frequenzkomponenten absehen, kann das Modulationssignal in der Form

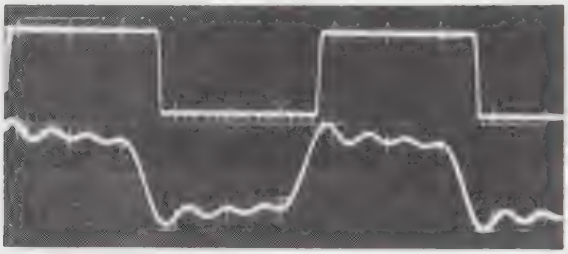
$$U_{N2}(t) = \frac{4A_N}{\pi}\left\{\cos\omega_N t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_N t + - \cdots \pm \frac{1}{k}\cos k\omega_N t\right\}$$

angegeben werden. Verschieben wir die Frequenz des Cosinussignals zur Übertragungsgrenze des Tiefpaßfilters, dann werden immer weniger Obertöne des Rechteckspektrums übertragen, so daß schließlich das Filterausgangssignal wieder nur eine rein harmonische Schwingung ist.

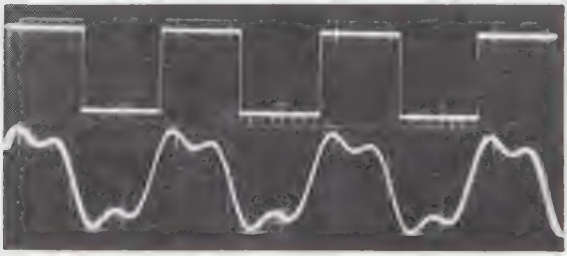
Das zu dem Basisbandsignal $U_{N2}(t)$ gehörende DSB-Signal lautet:

$$U_H(t) = \frac{4A_N}{\pi}\left\{\cos\omega_N t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_N t + - \pm \frac{1}{k}\cos k\omega_N t\right\} \cdot U_0 \cos\omega_0 t$$

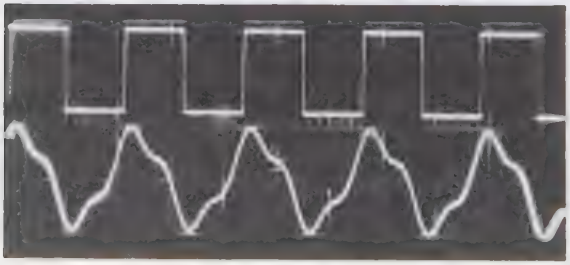
Abb.32
Begrenzung von Eintonsignalen und anschließende Filterung mit Tiefpaßfilter (f_g = 5 KHz)



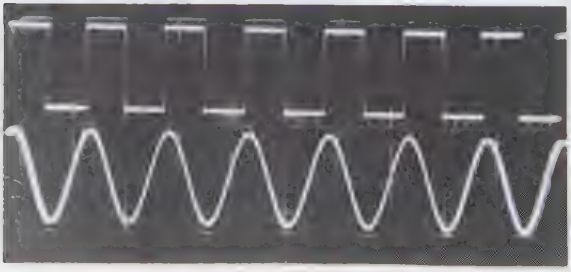
625 Hz



1,25 KHz



1,666 KHz



2,5 KHz

$$U_H(t) = \frac{2A_N}{\pi} U_0 \left\{ \cos(\omega_0+\omega_N)t + \cos(\omega_0-\omega_N)t \right.$$

$$- \frac{1}{3}\cos(\omega_0+3\omega_N)t - \frac{1}{3}\cos(\omega_0-3\omega_N)t + \cdots$$

$$\left. \pm \frac{1}{k}\cos(\omega_0+k\omega_N)t \pm \frac{1}{k}\cos(\omega_0-k\omega_N)t \right\}$$

Wird zuerst das DSB-Signal

$$U_{H1}(t) = U_0 A_0 \cos\omega_0 t \cos\omega_N t$$

erzeugt und dann begrenzt, dann läßt sich das gewonnene Signal $U_{H2}(t)$ als Produkt zweier Rechtecksignale $S_1(t)$ und $S_2(t)$ auffassen, wobei

$$S_1(t) = \begin{cases} A_1 & \text{für } -\frac{T}{4} \le t \le \frac{T}{4} \\ -A_1 & \text{für } \frac{T}{4} \le t \le \frac{3T}{4} \end{cases} \quad \text{periodisch}$$

und

$$S_2(t) = \begin{cases} A_2 & \text{für } -\frac{T_0}{4} \le t \le \frac{T_0}{4} \\ -A_2 & \text{für } \frac{T_0}{4} \le t \le \frac{3T_0}{4} \end{cases} \quad \text{periodisch}$$

ist.
Die Fourierentwicklungen für diese beiden Funktionen lauten:

$$S_1(t) = \frac{4A_1}{\pi}\left\{ \cos\omega_N t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_N t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_N t - + \cdots \right\},$$

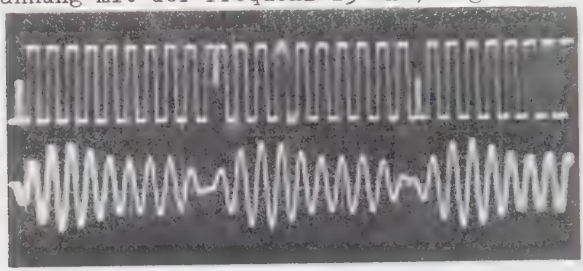
$$S_2(t) = \frac{4A_2}{\pi}\left\{ \cos\omega_0 t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_0 t - + \cdots \right\}.$$

Das Produktsignal kann also geschrieben werden in der Form

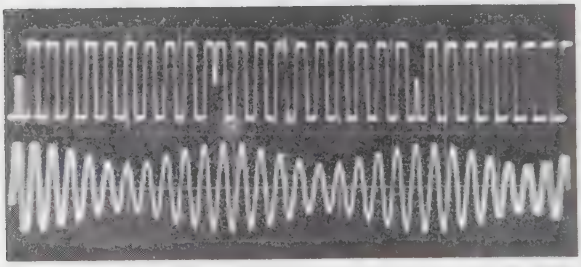
$$U_{H2}(t) = \frac{4A_2}{\pi}\left\{ S_1(t)\cdot\cos\omega_0 t - \frac{1}{3}S_1(t)\cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5}S_1(t)\cos 5\omega_0 t - + \cdots \right\}$$

d.h. das Spektrum von $S_1(t)$ wird in die Umgebungen von ω_0, $3\omega_0$, $5\omega_0$, ... verlagert. Mit wachsender Ordnung der Obertöne von ω_0 nehmen die Amplituden der Spektrallinien ab. Ist die Trägerfrequenz ω_0 groß im Verhältnis zu ω_N, dann sind die einzelnen Spektren voneinander getrennt. Mit einem DSB-Filter werden nur die Spektrallinien in der Umgebung von ω_0 für den Aufbau des Sendesignals ausgefiltert.

Abb.33
Einton-DSB-Signal (entstanden durch Multiplikation von 1,25 KHz-Cosinus-Spannung mit cosinusförmiger Trägerspannung mit der Frequenz 25 KHz) begrenzt

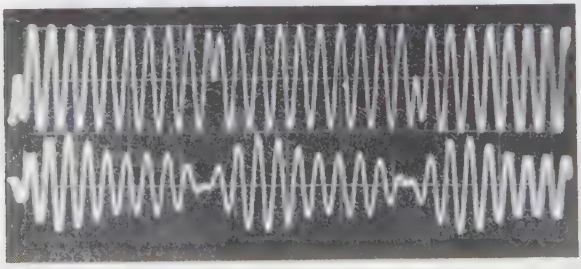


vor und hinter DSB-Filter

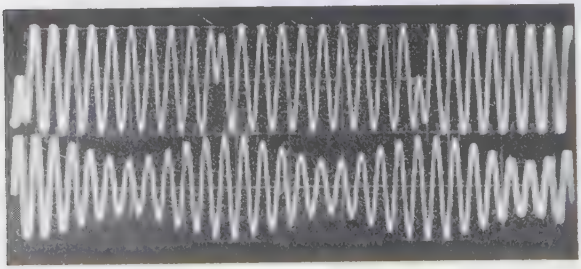


vor und hinter ESB-Filter

Abb.34
Rechteck-DSB-Signal (entstanden durch Multiplikation von 1,25 KHz-Rechteck-Spannung mit cosinusförmiger Trägerspannung mit der Frequenz 25 KHz)



vor und hinter DSB-Filter



vor und hinter ESB-Filter

Dieses Bandpaßfilter habe einen Durchlaßbereich, der sich von $\omega_o - \omega_g$ bis $\omega_o + \omega_g$ erstreckt. ω_g ist identisch mit der Grenzfrequenz des im Basisband verwendeten Tiefpaßfilters. Dadurch wird die Spektralbreite des übertragenen DSB-Signals auf die doppelte Frequenzbandbreite des Basisbandsignals eingeschränkt, um in Übereinstimmung mit den früher festgelegten Bedingungen zu bleiben.
Das Filterausgangssignal $U_{H3}(t)$ läßt sich also wieder als Produkt aus einer cosinusförmigen Trägerspannung und einer Basisbandsignalspannung $\tilde{S}_1(t)$ angeben:

$$U_{H3}(t) = \frac{4A_2}{\pi} \cdot \tilde{S}_1(t) \cdot \cos \omega_o t$$

Das Basisbandsignal ist umso rechteckähnlicher, je niedriger ω_N ist, weil dann die Zahl der Obertöne, deren Frequenz kleiner als ω_g ist, größer wird. Das übertragene Basisbandsignal hat dieselbe Spektralverteilung wie im ersten Fall:

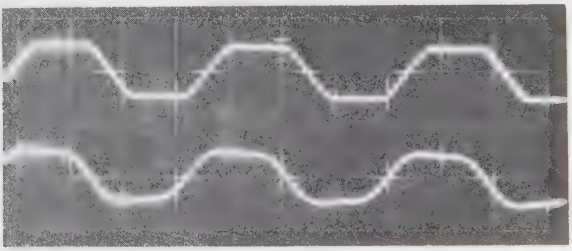
$$\tilde{S}_1(t) = \frac{4A_1}{\pi} \left\{ \cos \omega_N t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_N t + \dots \pm \frac{1}{k} \cos k\omega_N t \right\}$$

mit $k\omega_N < \omega_g$.
Bisher haben wir angenommen, daß durch die Begrenzung aus der cosinusförmigen Signalspannung eine Rechteckspannung entsteht. Wird der Begrenzungsgrad erniedrigt, dann geht das Rechtecksignal näherungsweise in ein Trapezsignal über. Die Fourierentwicklung für ein solches Signal weist dieselben Frequenzen auf wie die für das Rechtecksignal. Jedoch konvergiert die Reihe mit abnehmender Flankensteilheit des Trapezsignals schneller. Je weniger begrenzt wird, desto geringer ist die Ausdehnung des Spektrums des begrenzten Signals. Das begrenzte DSB-Signal, unabhängig davon auf welche Art es erzeugt wurde, kann durch Filterung mit einem ESB-Filter in ein ESB-Signal umgewandelt werden. Wenn die Übertragungsbreite dieses Filters von ω_o bis $\omega_o + \omega_g$ reicht, bleibt dabei das Spektrum des zu übertragenden Basisbandsignals erhalten.
Wie steht es nun im Vergleich dazu mit der Begrenzung des Einton-ESB-Signals? Hier wird keine Vergrößerung der mittleren Leistung erzielt, da dieses Signal eine rein harmonische Schwingung mit der Frequenz $\omega_o + \omega_N$ (im oberen Seitenband) ist,

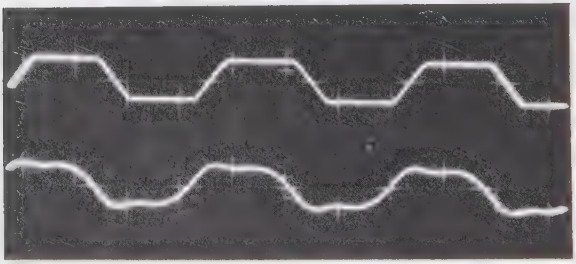
deren Hüllkurve konstant ist. Durch die Begrenzung entstehen nur Obertöne bei den ungeradzahligen Vielfachen von $\omega_0 + \omega_N$, die durch den Einsatz des zweiten ESB-Filters unterdrückt werden, so daß bis auf eine Phasenverschiebung das Primärsignal reproduziert wird. Dies ist bei Kinton-DSB-Begrenzung, wie gezeigt wurde, nur unter bestimmten Bedingungen der Fall.

Abb.35

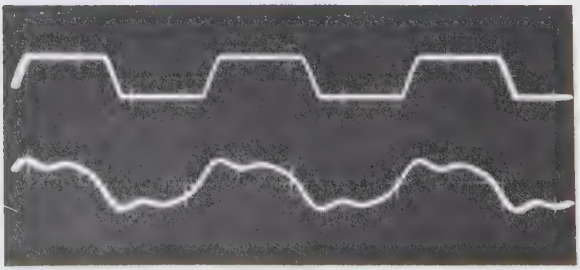
Begrenzung einer Cosinusspannung (f = 1 KHz) mit unterschiedlichem Begrenzungsgrad und anschließender Filterung mit Tiefpaßfilter (f_g = 5 KHz)



$\frac{U_s}{R_0} = 1{,}41$



$\frac{U_s}{R_0} = 2$



$\frac{U_s}{R_0} = 4$

4.4. Vergleich der Spektren von ESB-Signalen, die durch ESB- und DSB-Begrenzung gewonnen wurden.

Das Basisbandsignal, welches wir jetzt betrachten wollen, entsteht durch Überlagerung zweier Cosinusspannungen, deren Amplituden gleich sind. Die Frequenzen der beiden Spannungen sollen so dicht benachbart sein, daß das Summensignal als Schwebung aufgefaßt werden kann.

$$U_s(t) = U\left(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t\right)$$

$$= 2U\cos\omega_s t \cdot \cos\omega_d t$$

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}\ , \quad \omega_2 = \frac{2\pi}{T_2}\ , \quad \omega_s = \frac{\omega_1+\omega_2}{2}\ , \quad \omega_d = \frac{\omega_1-\omega_2}{2}$$

Wird dieses Signal sehr stark begrenzt, dann kann es wieder als Produkt zweier Rechtecksignale $S_1(t)$ und $S_2(t)$ aufgefaßt werden.

$$S_1(t) = \begin{cases} A_1 \text{ für } -\frac{T_s}{4} \le t \le \frac{T_s}{4} \\ -A_1 \text{ für } \frac{T_s}{4} \le t \le \frac{3T_s}{4} \end{cases} \text{ periodisch}\ , \quad T_s = \frac{2T_1T_2}{T_1+T_2}$$

$$S_2(t) = \begin{cases} A_2 \text{ für } -\frac{T_d}{4} \le t \le \frac{T_d}{4} \\ -A_2 \text{ für } \frac{T_d}{4} \le t \le \frac{3T_d}{4} \end{cases} \text{ periodisch}\ , \quad T_d = \frac{2T_1T_2}{T_2-T_1}$$

Die Fourierentwicklungen für diese beiden Funktionen lauten:

$$S_1(t) = \frac{4A_1}{\pi}\left\{\cos\omega_s t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_s t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_s t - + \cdots\right\},$$

$$S_2(t) = \frac{4A_2}{\pi}\left\{\cos\omega_d t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_d t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_d t - + \cdots\right\}.$$

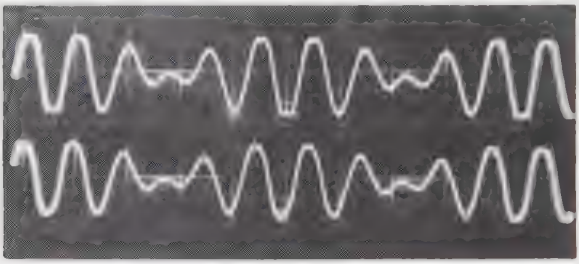
Die Fourierentwicklung für das Produktsignal S(t) liefert das Spektrum des begrenzten Doppeltons.

$$S(t) = S_1(t)\cdot S_2(t)$$

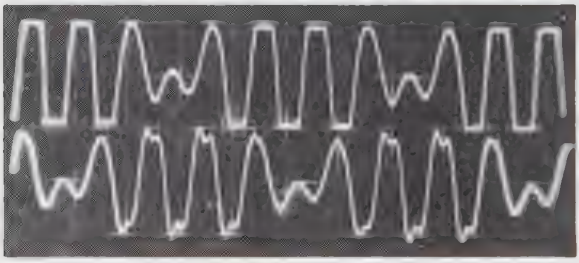
$$= \frac{4A_1}{\pi}\left\{\cos\omega_s t \cdot S_2(t) - \frac{1}{3}\cos 3\omega_s t \cdot S_2(t) + - \cdots\right\}$$

Abb.36

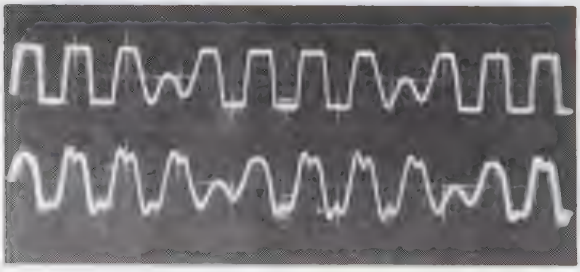
Begrenzung eines Doppeltonsignals (die Amplituden der beiden cosinusförmigen Spannungen mit den Frequenzen f_1 = 1 KHz und f_2 = 1,25 KHz sind gleich) mit verschiedenen Begrenzungsgraden vor und hinter dem Tiefpaßfilter (f_g = 5 KHz)



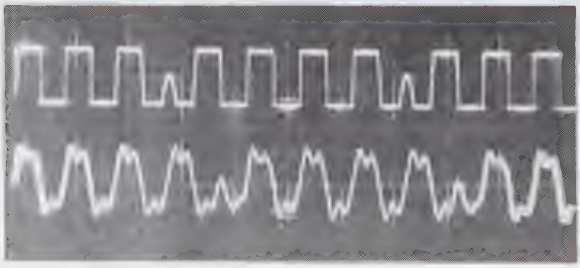
$\frac{U_s}{R_o} = 1,41$



$\frac{U_s}{R_o} = 2$



$\frac{U_s}{R_o} = 4$



$\frac{U_s}{R_o} = 10$

Der erste Term dieser Reihe kann geschrieben werden in der Form

$$\frac{1}{2}\left[\cos(\omega_s-\omega_d)t + \cos(\omega_s+\omega_d)t - \frac{1}{3}\cos(\omega_s-3\omega_d)t\right.$$
$$\left. - \frac{1}{3}\cos(\omega_s+3\omega_d)t + \frac{1}{5}\cos(\omega_s-5\omega_d)t + \frac{1}{5}\cos(\omega_s+5\omega_d)t - \cdots\right]$$

Ähnliche Entwicklungen erhält man für die anderen Summanden. Wir bekommen also bei allen ungeradzahligen Vielfachen von ω_s Spektralgebirge mit abnehmender Intensität, deren Ausläufer sich mehr oder weniger stark überlappen. Der Frequenzabstand benachbarter Spektrallinien beträgt $2\omega_d = \omega_1 - \omega_2$, d. h. er ist gleich der Schwebungsfrequenz. Je größer die Schwerpunktsfrequenz ω_s ist, desto weiter liegen die Spektren auseinander, so daß einerseits die gegenseitige Beeinflussung benachbarter Spektren geringer wird und andererseits das Spektrum bei $3\omega_s$ möglicherweise bereits außerhalb des Durchlaßbereiches des auf den Begrenzer folgenden Basisband-Tiefpaßfilters liegt. Das Basisbandsignal hinter dem Tiefpaßfilter wird durch Multiplikation mit dem Trägersignal in ein DSB-Signal umgewandelt, welches entweder als solches oder nach erneuter Filterung mit einem ESB-Filter als ESB-Signal übertragen werden kann. Alternativ dazu besteht die Möglichkeit, das in konventioneller Weise erzeugte DSB-Signal zu begrenzen und entweder mit einem DSB- oder ESB-Filter zu filtern, um die gewünschte Signalform zu erhalten. Wie schon gezeigt wurde, sind beide Verfahren im Endeffekt gleichwertig.

Wird das zum Basisband-Doppeltonsignal gehörende ESB-Signal

$$U_s(t) = 2U\cos\left(\omega_0 + \frac{\omega_1+\omega_2}{2}\right)t \cdot \cos\frac{\omega_1-\omega_2}{2}t$$

sehr stark begrenzt, dann läßt es sich ebenfalls als Produkt zweier Pechtecksignale darstellen. Die Fourierentwicklung für das Produkt hat formal dieselbe Darstellung wie die für das begrenzte Doppeltonsignal im Basisband.

Wir erhalten hier Spektralgebirge bei $\omega_0 + \omega_S$ und ungeradzahligen Vielfachen davon. Die Schwerpunkte der Spektralgebirge liegen aber wegen der großen Trägerfrequenz ω_0 so weit auseinander, daß unter allen Umständen die einzelnen Spektren vollkommen voneinander getrennt sind. Wird das begrenzte ESB-Signal mit dem ESB-Filter gefiltert, dann bleibt nur noch der Ausdruck

$$S_c(t) = K_1 \cos(\omega_0 + \omega_s)t \cdot S_2(t)$$

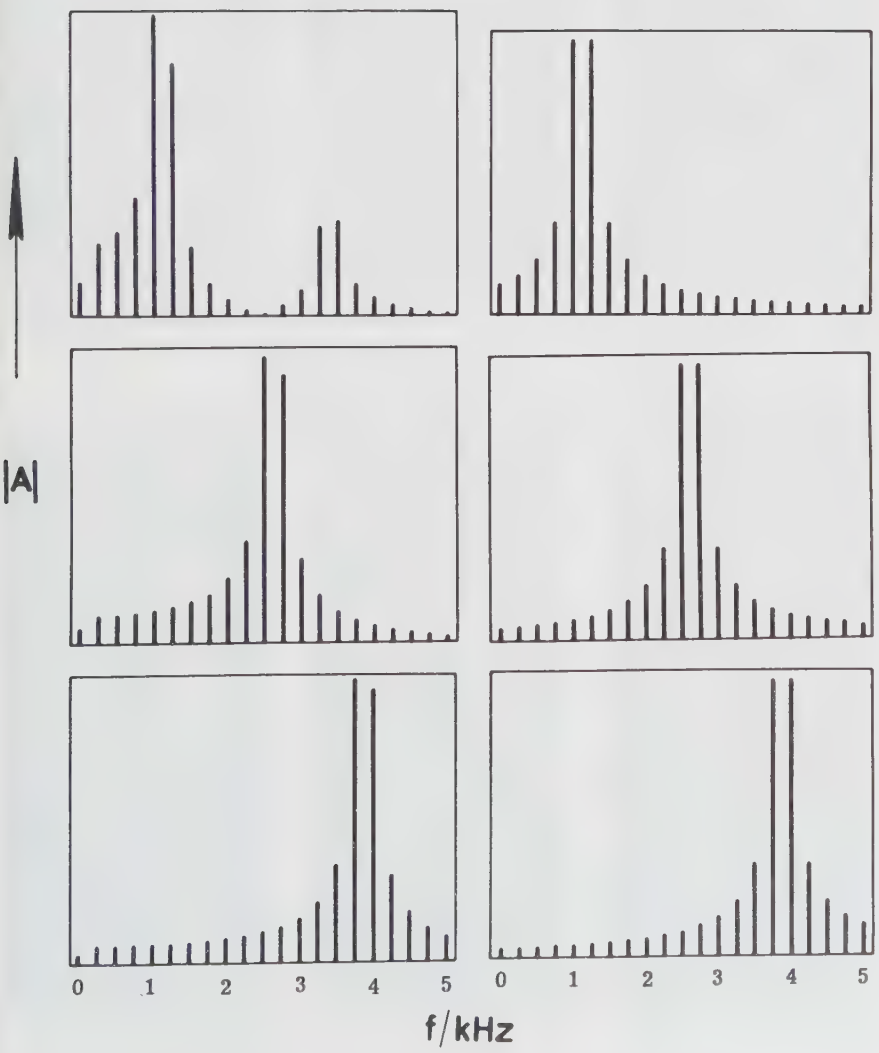
zu berücksichtigen.

$$S_c(t) = K_2 \Big\{ \cos(\omega_0+\omega_2)t + \cos(\omega_0+\omega_1)t$$
$$- \frac{1}{3}\cos(\omega_0+2\omega_2-\omega_1)t - \frac{1}{3}\cos(\omega_0+2\omega_1-\omega_2)t$$
$$+ \frac{1}{5}\cos(\omega_0+3\omega_2-2\omega_1)t + \frac{1}{5}\cos(\omega_0+3\omega_1-2\omega_2)t$$
$$- \frac{1}{7}\cos(\omega_0+4\omega_2-3\omega_1)t - \frac{1}{7}\cos(\omega_0+4\omega_1-3\omega_2)t \cdots \Big\}$$

Die Reihe bricht ab, wenn die Frequenzen der Spektralkomponenten die Grenzen des Übertragungsbereiches des ESB-Filters überschreiten. Benachbarte Spektrallinien haben den Frequenzabstand $\omega_1 - \omega_2$. Wird das ESB-Doppeltonsignal weniger stark begrenzt, dann konvergiert die Reihe wegen der geringeren Flankensteilheit der Hüllkurve des Signals schneller, und die Amplituden der einzelnen Frequenzkomponenten unterschreiten schneller die beobachtbare Schwelle. Die Intermodulationsprodukte gleicher Ordnung liegen symmetrisch in Bezug auf die Schwerpunktsfrequenz. Wird diese innerhalb des Übertragungsbereiches des ESB-Filters verlagert, wobei der Frequenzabstand der Primärlinien gleich bleiben soll, dann ändert sich am prinzipiellen Aufbau des Spektrums nichts.
An einem Zahlenbeispiel wollen wir beide Verfahren miteinander vergleichen (Siehe dazu die folgende Abbildung!), wobei vorausgesetzt werden soll, daß auch bei DSB-Begrenzung das Signal als ESB-Signal vorliegt.

Abb.37

BERECHNETE SPEKTREN EINES SEHR STARK BEGRENZTEN DOPPELTONS MIT DEM AMPLITUDENVERHÄLTNIS 1:1 HINTER EINEM IDEALEN EINSEITENBANDFILTER BEI UNTERSCHIEDLICHER LAGE DES DOPPELTONS IM ÜBERTRAGUNGSBEREICH.



In beiden Fällen wird der zur Verfügung stehende Übertragungsbereich gleichmäßig mit Intermodulationsprodukten überdeckt. Das Verhältnis von Frequenzbandbreite des ESB-Filters zu Linienabstand des Primärspektrums bestimmt die Zahl der auftretenden Spektrallinien. Während bei ESB-Begrenzung die Amplituden der Spektrallinien beiderseits der Schwerpunktfrequenz gleichmäßig abnehmen, ist bei DSB-Begrenzung eine solche Abnahme nur dann festzustellen, wenn die Schwerpunktfrequenz zur oberen Bandgrenze verschoben wird. Wir beobachten hier dieselbe Tendenz, die wir vom Eintonsignal her kennen. Wenn das Spektrum des Primärsignals an der oberen Grenze des Übertragungskanals liegt, dann verschwinden nahezu die Unterschiede zwischen beiden Verfahren. Die Abweichung der Signale voneinander ist dagegen besonders markant, wenn die Schwerpunktfrequenz des Doppeltons am unteren Ende des Übertragungsbereiches liegt, weil dann auch noch Spektren bei Vielfachen der Schwerpunktfrequenz in den Übertragungsbereich fallen und mit ihrer relativ hohen Intensität zu einer stärkeren Verfälschung des Originalsignals führen.
Für einen solchen Fall sind im folgenden eine Reihe von Oszillogrammen angegeben.

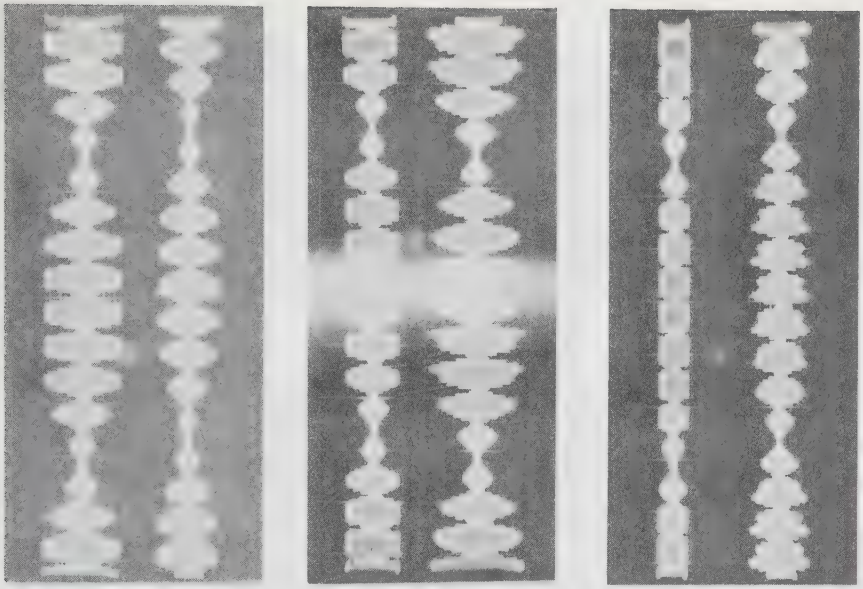
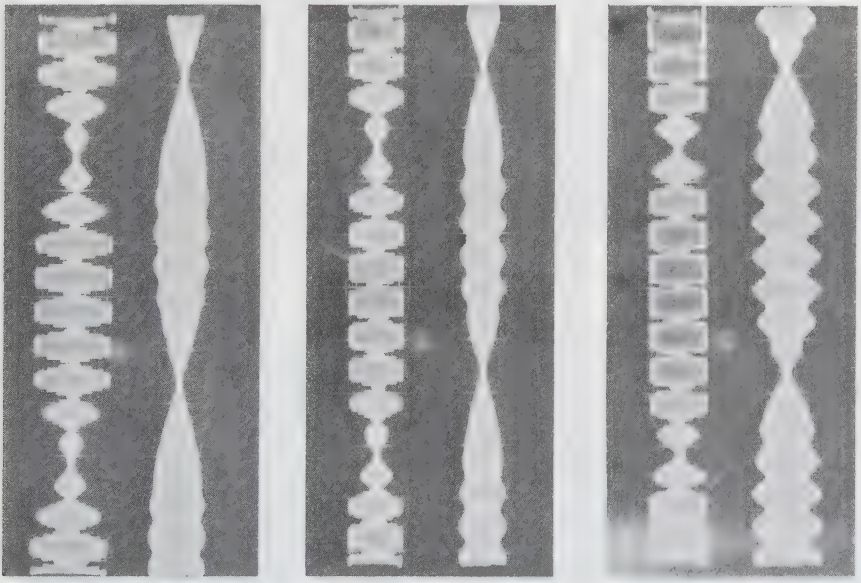


Abb.38
Begrenztes Doppelton-DSB-Signal vor und hinter
ESB- bzw. DSB-Filter bei verschiedenen Begrenzungsgraden



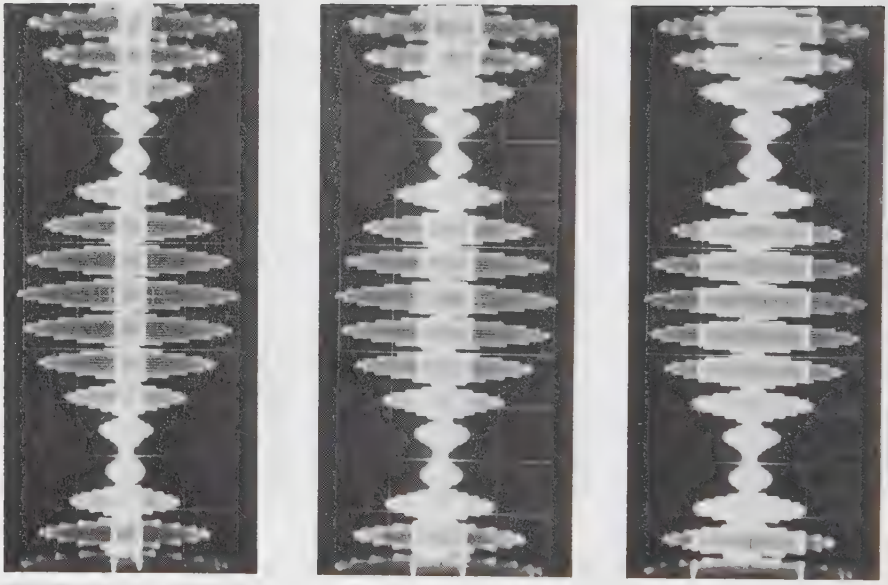


Abb.39
Begrenzung eines DSB-Signals dargestellt im Zeitbereich und Frequenzbereich (hinter DSB-Filter)

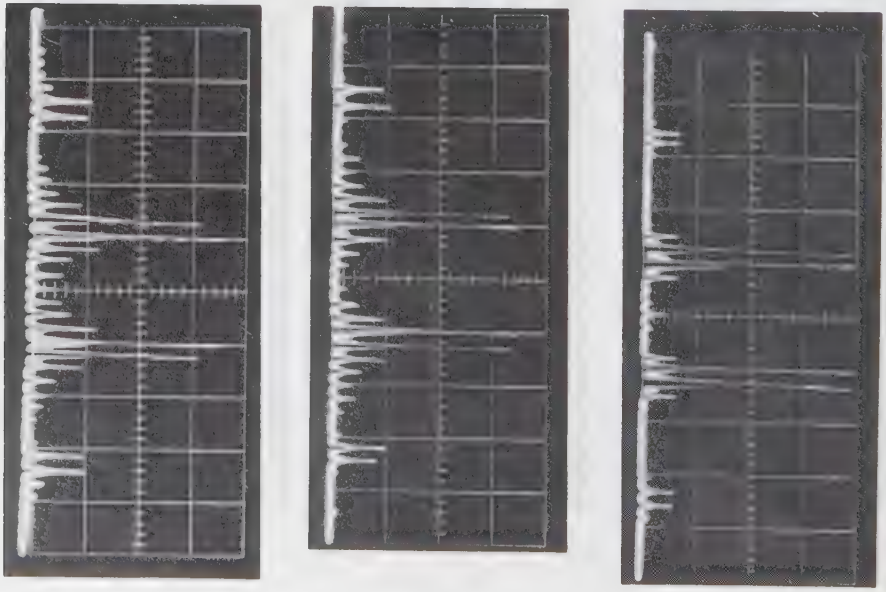
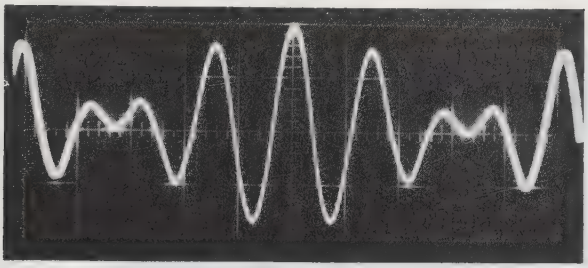
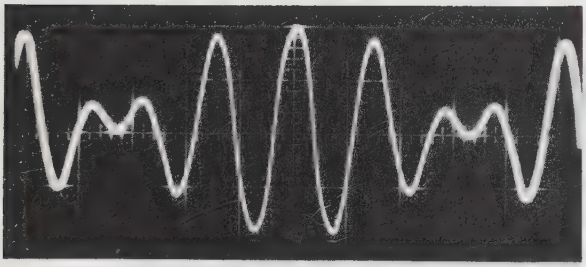


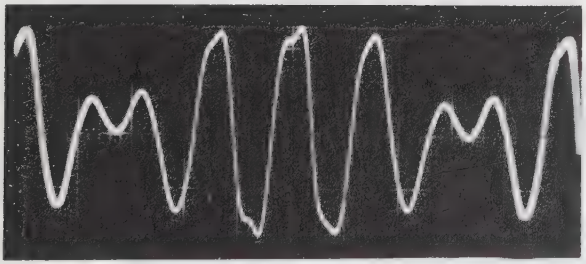
Abb.40
Umseitig dargestelltes DSB-Signal demoduliert



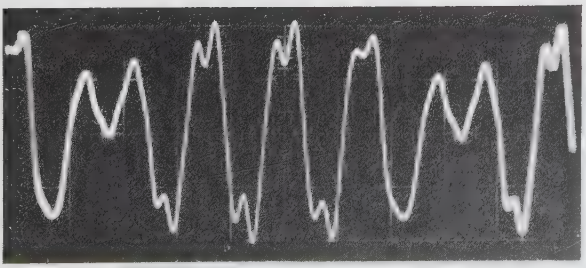
$\frac{U_s}{R_o} \leq 1$



$\frac{U_s}{R_o} = 1{,}4$

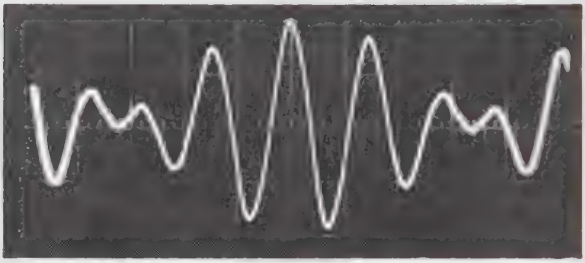


$\frac{U_s}{R_o} = 2$

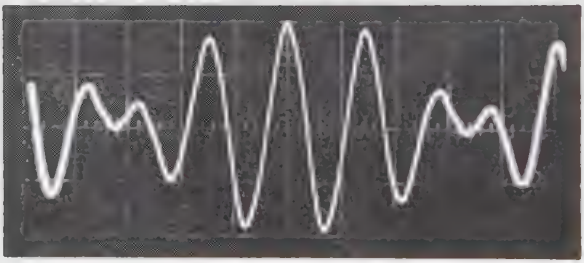


$\frac{U_s}{R_o} = 4$

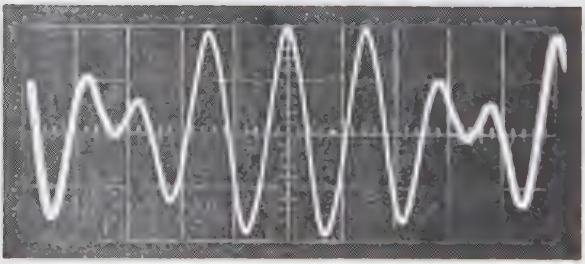
Abb.41
Begrenztes Doppelton-ESB-Signal demoduliert



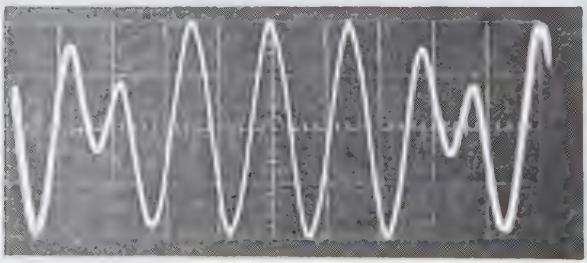
$\frac{U_s}{R_o} \leq 1$



$\frac{U_s}{R_o} = 1{,}4$



$\frac{U_s}{R_o} = 2$



$\frac{U_s}{R_o} = 4$

5. Darstellung von amplitudenbegrenzten Schmalbandsignalen durch Reihenentwicklungen.

Die bisher angegebenen Rechnungen sind Näherungsrechnungen. Wir wollen uns jetzt der Frage zuwenden, ob es ein mathematisches Verfahren gibt, mit dessen Hilfe sich das begrenzte und gefilterte Ausgangssignal exakt darstellen läßt, wenn das Primärsignal am Eingang des Nachrichtenkanals beliebige spektrale Zusammensetzung hat.

Unser Nachrichtenübertragungssystem läßt sich beschreiben durch eine Folge von linearen und nichtlinearen Transformationen. Die einzige in unserem Fall nichtlineare Transformation gehört zu der Begrenzerstufe. Die nichtlineare Operation dieser Stufe werde durch einen Operator T_N vermittelt, für den das Superpositionsprinzip nicht gilt. Es ist also

$$T_N(y_1(t) + y_2(t)) \neq z_1(t) + z_2(t) \text{ , falls}$$

$$T_N(y_1(t)) = z_1(t) \quad \text{und}$$

$$T_N(y_2(t)) = z_2(t) \quad \text{ist.}$$

Auf die Gleichung $z(t) = T_N(y(t)) = g(y(t))$

wenden wir die Laplace-Transformation an

$$f(j\xi) = \mathcal{L}(g(y(t))) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\xi y(t)}\, g(y(t))\, dy$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\xi y}\, g(y)\, dy$$

wobei wir $p = j\xi$ gesetzt haben (p, ξ komplex).
$z(t)$ gewinnen wir über die Inversionsformel

$$z(t) = g(y(t)) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty - jc_1}^{\infty - jc_1} f(j\xi)\, e^{j\xi y(t)}\, d\xi$$

Die Begrenzercharakteristik lautet

$$z = \begin{cases} R_0 & \text{für } y \geq R_0 \\ y & \text{für } -R_0 \leq y \leq R_0 \\ -R_0 & \text{für } y \leq R_0 \end{cases}$$

Wir berechnen zunächst die Laplace-Transformierte $f(j\xi)$ der Begrenzercharakteristik.

$$f(j\xi) = f_+(j\xi) + f_-(j\xi)$$

$$f_+(j\xi) = \int_0^{R_0} e^{-j\xi y}\, y\, dy + \int_{R_0}^{\infty} e^{-j\xi y}\, R_0\, dy$$

$$f_-(j\xi) = \int_{-\infty}^{-R_0} e^{-j\xi y}\,(-R_0)\, dy + \int_{-R_0}^{0} e^{-j\xi y}\, y\, dy$$

$$\int_0^{R_0} e^{-j\xi y}\, y\, dy = \frac{e^{-j\xi R_0}(-j\xi R_0 - 1) + 1}{(j\xi)^2}$$

$$\int_{-R_0}^{0} e^{-j\xi y}\, y\, dy = \frac{e^{j\xi R_0}(-j\xi R_0 + 1) - 1}{(j\xi)^2}$$

Das Integral $R_0 \int_{R_0}^{\infty} e^{-j\xi y}\, dy$ konvergiert, wenn $\mathrm{Im}\,\xi < 0$ ist.

Sein Wert ist $\dfrac{R_0\, e^{-j\xi R_0}}{j\xi}$.

Das Integral $-R_0 \int_{-\infty}^{-R_0} e^{-j\xi y}\, dy$ konvergiert, wenn $\mathrm{Im}\,\xi > 0$ ist.

Sein Wert ist $\dfrac{R_0\, e^{j\xi R_0}}{j\xi}$.

Wir erhalten

$$f_+(j\xi) = \frac{1 - e^{-j\xi R_0}}{(j\xi)^2} \quad , \quad f_-(j\xi) = \frac{e^{j\xi R_0} - 1}{(j\xi)^2}$$

Offenbar ist

$$f_-(j\xi) = -f_+(-j\xi)$$

Daher wird

$$z(t) = \int_{-\infty - jC_1}^{\infty - jC_1} f_+(j\xi)\, e^{j\xi y}\, \frac{d\xi}{2\pi} - \int_{-\infty + jC_1}^{\infty + jC_1} f_+(-j\xi)\, e^{j\xi y}\, \frac{d\xi}{2\pi}$$

$$z(t) = \frac{j}{\pi} \int_{-\infty - jC_1}^{\infty - jC_1} f_+(j\xi)\, \sin \xi\, y(t)\, d\xi$$

Wird z(t) als Integral längs einer geschlossenen Kurve C dargestellt, dann kann das Cauchysche Integraltheorem zur Auswertung des Integrals angewandt werden.
Wir schreiben daher

$$z(t) = \frac{j}{\pi} \int_C f_+(j\xi)\, \sin \xi\, y(t)\, d\xi$$

In unserem Fall lautet das Eingangssignal

$$U_e(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

Das Begrenzer-Ausgangssignal läßt sich dann in der Form

$$U_a(t) = \frac{j}{\pi} \int_C f_+(j\xi)\, \sin(\xi\, U_e(t))\, d\xi$$

angeben. Dabei ist

$$f_+(j\xi) = \frac{1}{(j\xi)^2} - \frac{e^{-jR_0\xi}}{(j\xi)^2} \quad .$$

Wir erhalten

$$U_a(t) = \frac{j}{\pi}\int_C \frac{1}{(j\xi)^2}\sin(\xi U_e(t))\,d\xi - \frac{j}{\pi}\int_C \frac{e^{-j\xi R_0}}{(j\xi)^2}\sin(\xi U_e(t))\,d\xi$$

Für die weitere Rechnung benutzen wir die folgenden Formeln

$$\sin\left[\xi A(t)\cos(\omega_0 t+\varphi(t))\right] = 2\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k J_{2k+1}(\xi A(t))\cos\left[(2k+1)(\omega_0 t+\varphi(t))\right]$$

$$e^{-j\xi R_0} = \cos\xi R_0 - j\sin\xi R_0$$

$$\cos\xi R_0 = \sqrt{\frac{\pi R_0\xi}{2}}\,J_{-\frac{1}{2}}(\xi R_0)$$

$$\sin\xi R_0 = \sqrt{\frac{\pi R_0\xi}{2}}\,J_{\frac{1}{2}}(\xi R_0)$$

$$e^{-j\xi R_0} = \sqrt{\frac{\pi R_0\xi}{2}}\left[J_{-\frac{1}{2}}(\xi R_0) - jJ_{\frac{1}{2}}(\xi R_0)\right]$$

Damit wird

$$U_a(t) = \frac{2}{\pi}\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k\cos\left[(2k+1)(\omega_0 t+\varphi(t))\right]\left\{-j\int_C \frac{1}{\xi^2}J_{2k+1}(\xi A(t))\,d\xi\right.$$

$$+j\sqrt{\frac{\pi R_0}{2}}\int_C J_{2k+1}(\xi A(t))\frac{\sqrt{\xi}}{\xi^2}J_{-\frac{1}{2}}(\xi R_0)\,d\xi$$

$$\left.+\sqrt{\frac{\pi R_0}{2}}\int_C J_{2k+1}(\xi A(t))\frac{\sqrt{\xi}}{\xi^2}J_{\frac{1}{2}}(\xi R_0)\,d\xi\right\}$$

Die auftretenden Integrale sind Spezialfälle des Weber-Schafheitlin-Integrals

$$\int_C J_\alpha(a\xi)\,J_\beta(b\xi)\,\frac{d\xi}{\xi^\gamma}$$

Sein Wert ist

$$\frac{\pi\, e^{-j\pi(\alpha+\beta-\gamma)\cdot\frac{1}{2}} \cdot b^{\beta} \cdot a^{1-\gamma} \cdot a^{\gamma-1-\beta}}{\Gamma(\beta+1)\,\Gamma\left[(1+\gamma-\alpha-\beta)\tfrac{1}{2}\right]\,\Gamma\left[(1+\gamma+\alpha-\beta)\tfrac{1}{2}\right]}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[\tfrac{1}{2}(\alpha+\beta-\gamma+1),\ \tfrac{1}{2}(\beta-\gamma-\alpha+1);\ \beta+1;\ \frac{b^2}{a^2}\right]$$

$$|b| \leq |a| \ , \quad \mathrm{Re}\,\gamma > 0$$

Für das Integral $\underline{I}_1 = \int_C \frac{1}{\xi^2} J_{2k+1}(\xi A(t))\, d\xi$ ist $b=0$, $\beta=0$, $\gamma=2$, $a=A(t)$, $\alpha = 2k+1$.

Damit wird

$$I_1 = \frac{\pi\, e^{-j\pi(2k+1-2)\frac{1}{2}}\ 2^{-1} \cdot A(t)}{\Gamma(1)\,\Gamma\left[(1+2-2k-1)\tfrac{1}{2}\right]\,\Gamma\left[(1+2+2k+1)\cdot\tfrac{1}{2}\right]}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[\tfrac{1}{2}(2k+1-2+1),\ \tfrac{1}{2}(-2-2k-1+1);\ 1;\ 0\right]$$

Aus der Reihenentwicklung für die hypergeometrische Reihe folgt, daß der zweite Faktor den Wert 1 hat.

$$\underline{I}_1 = \frac{\pi\, e^{-j\pi(k-\frac{1}{2})}\ \frac{A(t)}{2}}{\Gamma(1-k)\,\Gamma(k+2)} = \frac{\pi \cdot j\,(-1)^k\ \frac{A(t)}{2}\ \sin\pi k}{k(k+1)\,\pi}$$

Dieser Ausdruck verschwindet für alle $k \neq 0$. Für $k = 0$ machen wir einen Grenzübergang und erhalten mit

$$\lim_{k\to 0} \frac{\sin\pi k}{k} = \pi$$

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{2}\, A(t)\, j\,\pi$$

Für $$I_2 = \int_C J_{2k+1}(\xi A(t)) \frac{1}{\xi^{3/2}} J_{-\frac{1}{2}}(\xi R_0)\, d\xi$$

ist $b = R_0$, $\beta = -\frac{1}{2}$, $\gamma = \frac{3}{2}$, $a = A(t)$, $\alpha = 2k+1$

Wir erhalten

$$I_2 = \frac{\pi e^{-j\pi(2k+1-\frac{1}{2}-\frac{3}{2})\frac{1}{2}} R_0^{-\frac{1}{2}} 2^{-\frac{1}{2}} A(t)^{\frac{3}{2}-1+\frac{1}{2}}}{\Gamma(-\frac{1}{2}+1)\,\Gamma\left[(1+\frac{3}{2}-2k-1+\frac{1}{2})\frac{1}{2}\right]\Gamma\left[(1+\frac{3}{2}+2k+1+\frac{1}{2})\frac{1}{2}\right]}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[\tfrac{1}{2}(2k+1-\tfrac{1}{2}-\tfrac{3}{2}+1),\ \tfrac{1}{2}(-\tfrac{1}{2}-\tfrac{3}{2}-2k-1+1);\ -\tfrac{1}{2}+1\ ;\ \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= \frac{\pi e^{-j\pi(k-\frac{1}{2})}(2R_0)^{-\frac{1}{2}} A(t)}{\Gamma(\frac{1}{2})\,\Gamma(1-k)\,\Gamma(k+2)} \cdot {}_2F_1\left[k, -k-1;\ \tfrac{1}{2};\ \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= \frac{j(-1)^k (2R_0)^{-\frac{1}{2}} A(t) \sin\pi k}{\pi^{\frac{1}{2}}\ k(k+1)} \cdot {}_2F_1\left[k, -k-1;\ \tfrac{1}{2};\ \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

Der erste Faktor verschwindet für alle $k \neq 0$.
Für $k = 0$ erhalten wir

$$I_2 = j\sqrt{\frac{\pi}{2R_0}}\, A(t) \cdot {}_2F_1\left[0, -1;\ \tfrac{1}{2};\ \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= j\sqrt{\frac{\pi}{2R_0}}\, A(t)$$

Schließlich bekommen wir für

$$I_3 = \int_C J_{2k+1}(\xi A(t)) \frac{1}{\xi^{3/2}} J_{\frac{1}{2}}(\xi R_0)\, d\xi$$

mit

$$\alpha = 2k+1 \ , \ \beta = \tfrac{1}{2} \ , \ \gamma = \tfrac{3}{2} \ , \ a = A(t) \ , \ b = R_0$$

$$I_3 = \frac{\pi \cdot e^{-j\pi\left(2k+1+\frac{1}{2}-\frac{3}{2}\right)\frac{1}{2}} R_0^{\frac{1}{2}}\, 2^{-\frac{1}{2}}\, A(t)^{\frac{3}{2}-1-\frac{1}{2}}}{\Gamma\left(1+\frac{1}{2}\right)\Gamma\left[\left(1+\frac{3}{2}-2k-1-\frac{1}{2}\right)\frac{1}{2}\right]\Gamma\left[\left(1+\frac{3}{2}+2k+1-\frac{1}{2}\right)\frac{1}{2}\right]}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[\frac{1}{2}\left(2k+1+\frac{1}{2}-\frac{3}{2}+1\right), \frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}-\frac{3}{2}-2k-1+1\right); 1+\frac{1}{2}; \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= \frac{\pi\, e^{-j\pi k}\, R_0^{\frac{1}{2}}\, 2^{-\frac{1}{2}}}{\Gamma\left(\frac{3}{2}\right)\Gamma\left(\frac{1}{2}-k\right)\Gamma\left(k+\frac{3}{2}\right)} \cdot {}_2F_1\left[k+\frac{1}{2}, -k-\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= \frac{\pi \cdot (-1)^k\, R_0^{\frac{1}{2}}\, 2^{-\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2}\pi^{\frac{1}{2}}\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{\cos\pi k}} \cdot {}_2F_1\left[k+\frac{1}{2}, -k-\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$= \sqrt{\frac{2R_0}{\pi}} \cdot \frac{1}{k+\frac{1}{2}} \cdot {}_2F_1\left[k+\frac{1}{2}, -k-\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

Die Integrale I_1 und I_2 mit ihren Vorfaktoren heben sich gerade auf. Wir erhalten daher als Endergebnis

$$U_a(t) = \frac{2R_0}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k+\frac{1}{2}} {}_2F_1\left[k+\frac{1}{2}, -k-\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{R_0^2}{A^2(t)}\right]$$

$$\cdot \cos\left[(2k+1)(\omega_0 t + \varphi(t))\right]$$

Damit ist formal das Signal am Ausgang des Begrenzers gegeben. Wird dieses Signal durch ein Filter mit der Impulsantwort h(t) geschickt, dann läßt sich das Filterausgangssignal $U_F(t)$ als Faltungsintegral darstellen.

$$U_F(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)\, U_a(\tau)\, d\tau$$

Das Spektrum $u_a(\nu)$ des Begrenzer-Ausgangssignals ist die Fouriertransformierte von $U_a(t)$.

Über $H(\nu) \cdot u_a(\nu)$ läßt sich schließlich das Spektrum am Ausgang des Filters berechnen, wenn $H(\nu)$ dessen Übertragungsfunktion ist.
Auch die früher definierten Größen Fehler ϕ , Leistung R_2 und Kreuzkorrelation R_{12} lassen sich prinzipiell berechnen. Um allerdings zu konkreten Ergebnissen in Einzelfällen zu kommen, sind recht aufwendige Rechnungen durchzuführen. Es erscheint daher durchaus sinnvoll, die Rechenoperationen mit einem Analogrechner vorzunehmen, mit dem viel schneller für eine Vielzahl von Signalformen die interessierenden Größen ermittelt werden können.
Es wurde daher zur experimentellen Untersuchung der anstehenden Fragen eine Apparatur entwickelt, mit der die verschiedensten Signale synthetisiert werden können. Sie enthält ferner den Begrenzer und weitere lineare Übertragungsglieder, mit denen sich die Signale beeinflussen lassen, und sie besteht aus den Meßvorrichtungen, die zur quantitativen Beurteilung der Signalqualität dienen.

6. Aufbau der Meßapparatur.

Die Versuchsapparatur besteht aus den Baugruppen, die für die Aufbereitung eines amplitudenmodulierten Signals (AM, DSB, ESB) notwendig sind, dem Begrenzer, mit dem die erzeugten Signale nichtlinear beeinflußt werden, und Meßvorrichtungen, mit denen der Grad der nichtlinearen Beeinflussung beurteilt wird.
Damit die Signalform der diskreten Signale zeitlich konstant bleibt, werden alle Signalkomponenten durch Frequenzteilung aus einem quarzstabilisierten Muttergenerator gewonnen und zu der gewünschten Signalform zusammengesetzt.
Die in der Apparatur verwendeten statistischen Signale werden von Rauschgeneratoren abgeleitet.
Der Regelverstärker ist eine Baugruppe, an die relativ hohe Anforderungen gestellt werden. Seine Aufgabe besteht darin, ein unverzerrtes Ausgangssignal zu liefern, dessen Hüllkurvenspitzenwert unabhängig von der jeweiligen Signalform und -spannung immer konstant ist.
Für die Festlegung der Frequenzbandbreite des Nachrichtenkanals bei den verschiedenen zur Anwendung kommenden Modulationsverfahren werden Filter benutzt, die teilweise in die Apparatur eingebaut sind und z.T. von außen in den Kanal eingefügt werden können.
Der Signalfluß geschieht in folgender Weise:
Das im Basisbandgenerator synthetisierte Basisbandsignal wird dem ebenfalls aus dem Muttergenerator gewonnenen Trägersignal aufmoduliert. Dieses Testsignal wird, nachdem es durch ein Bandpaßfilter gelaufen ist, von einem Verstärker im Pegel angehoben und dann von dem Begrenzer beeinflusst. Ein weiteres Bandpaßfilter schränkt das Spektrum des durch den Begrenzer verzerrten Signals auf denselben Frequenzbereich ein, der bereits durch den Durchlaßbereich des ersten Bandpaßfilters festgelegt ist. Der anschließende Regelverstärker liefert ein Ausgangssignal mit immer gleichem Hüllkurvenspitzenwert. Zu diesem Signal kann ein Rauschsignal addiert werden, bevor es im Demodulator wieder in den Bereich des Basisbandes transponiert wird. Dieses neue Basisbandsignal wird mit dem ursprünglichen Basisbandsignal verglichen.

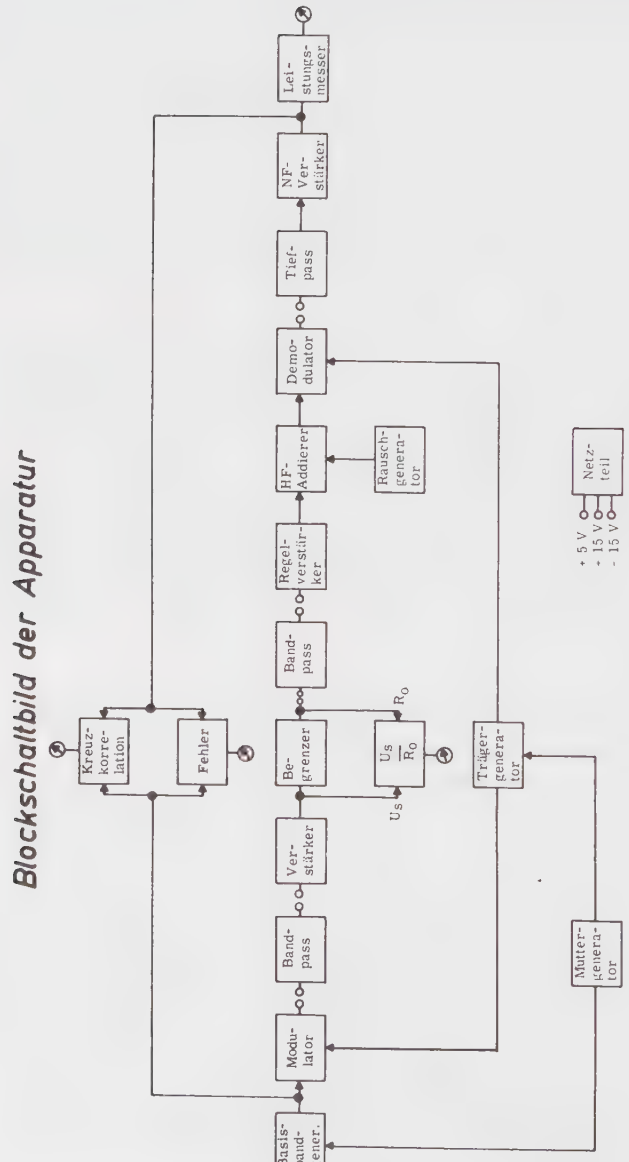

Blockschaltbild der Apparatur
Basis-band-gener.
Modu-lator
Band-pass
Ver-stärker
Be-grenzer
Band-pass
Regel-verstär-ker
HF-Addierer
Demo-dulator
Tief-pass
NF-Ver-stärker
Lei-stungs-messer
Kreuz-korre-lation
Fehler
Us / Ro
Ro
Us
Träger-genera-tor
Mutter-genera-tor
Rausch-genera-tor
+ 5 V
- 15 V
- 15 V
Netz-teil

Abb.42

6.1. Basisbandgenerator.

Aus dem von dem Schwellwertschalter SS gelieferten Rechtecksignal mit der Frequenz von 100 KHz wird durch digitale Frequenzteiler U die gewünschte Frequenz im Basisband erzeugt. Um ein symmetrisches Rechtecksignal zu erhalten, schließt die Teilerkette jeweils mit einem bistabilen Multivibrator ab. Die Ausgangssignale dieser Flipflops werden in einer Kette von drei Integratoren I über ein symmetrisches Dreieckssignal, ein aus zwei Parabelbögen bestehendem sinusähnlichen Signal schließlich in ein Sinussignal mit sehr geringem Klirrfaktor verwandelt. Diese spektralreinen Komponenten können jeweils über einen Schalter an die Addierstufe Σ angelegt werden. Außerdem stehen sie an den Klemmen A bis F zur weiteren Verwendung zur Verfügung. Die in dem Aufbereitungsprozeß vorkommenden Rechteck- und Dreieckspannungen können über einen Wahlschalter mit nachfolgendem Trennverstärker T entweder direkt oder nach Filterung mit einem Tiefpaß TP an einen Eingang der Addierstufe gelegt werden. Als weitere Wahlmöglichkeiten stehen Ausgangssignale eines Rauschgenerators RG, eines mit einem externen Eingang versehenen Mikrofonverstärkers$\triangleright$ und eines Multiplizierers X zur Verfügung. An die Eingänge des letzteren können beliebige Signale, speziell jedoch die Sinussignale der Klemmen A bis F, angelegt werden. Es können so eine Reihe von neuen Kombinationsfrequenzen gebildet werden. Eine Gleichspannung kann ebenfalls an die Addierstufe gelegt werden. Die Pegel aller Signale sind stetig veränderlich. Die Phasenbeziehung zwischen den einzelnen Komponenten ist jedoch fest eingestellt, da auf die Möglichkeit einer Phasenverschiebung der Komponenten zueinander wegen eines zu großen apparativen Aufwandes verzichtet wurde.

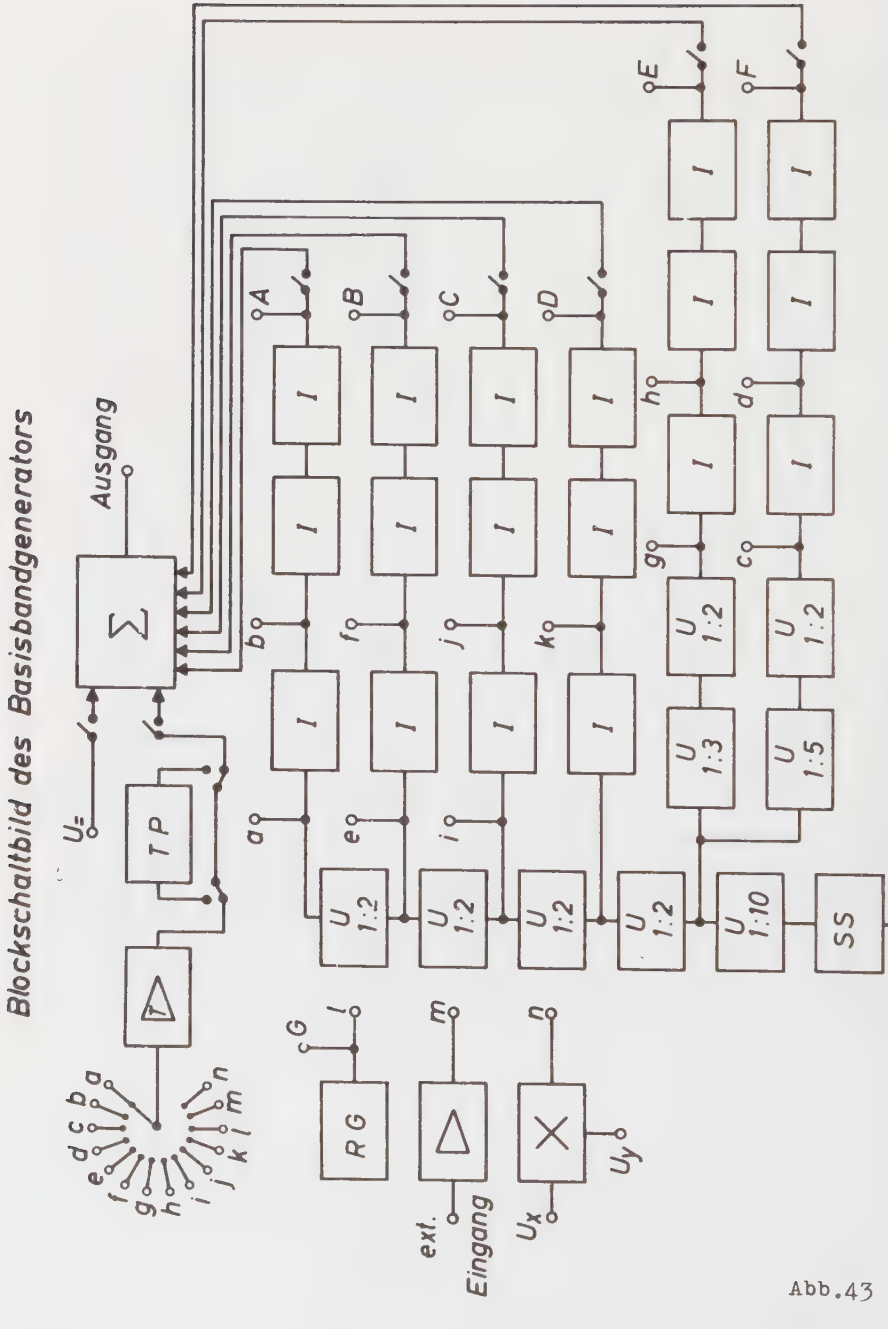
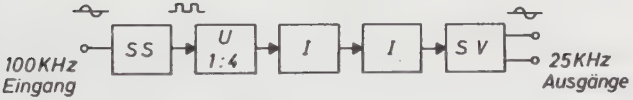

Blockschaltbild des Basisbandgenerators
Ausgang
Σ
U=
TP
a b c d e f g h i j k l m n
G
l
RG
m
ext. Eingang
n
Ux
Uy
U 1:2
U 1:3
U 1:5
U 1:10
SS
100 KHz - Eingang
A
B
C
D
E
F
1

Abb.43

6.2. Trägergenerator.

Das Trägersignal wird durch Frequenzteilung aus dem 100 KHz Signal des Muttergenerators gewonnen. Zwei hintereinandergeschaltete Integratoren und ein nachfolgender, auf die Trägerfrequenz abgestimmter Selektivverstärker wandeln das 25 KHz-Rechtecksignal am Ausgang des Frequenzteilers in ein Sinussignal ausreichender Amplitude um. Es steht an zwei Ausgängen für den Modulator und den Demodulator zur Verfügung.

Blockschaltbild des Trägergenerators



U : Digitaler Frequenzteiler
I : Integrator
SS : Schwellwertschalter
SV : 25KHz - Selektivverstärker

Abb.44

Ausschlaggebend für die Wahl einer Trägerfrequenz von 25 KHz war die Forderung, daß die Oszillogramme der Signale noch alle Feinstrukturen erkennen lassen sollten. Andererseits mußte die Trägerfrequenz so hoch gelegt werden, daß sich die Spektren des Basisbandsignals und des modulierten Trägers nicht überlappen, damit beide durch Filter voneinander getrennt werden können. Ein weiterer Gesichtspunkt, der für die relativ niedrige Trägerfrequenz sprach, war, daß die in der Apparatur verwendeten integrierten Analogschaltungen in einem höheren Frequenzbereich nicht mehr zufriedenstellend arbeiten.

6.3. Begrenzer.

Die Schaltung mit der größten Bedeutung für den Signalfluß im Rahmen dieser Arbeit ist der Begrenzer.
Mit Hilfe eines Diodennetzwerkes wird die Übertragungsfunktion des idealen linearen Begrenzers realisiert:

$$U_a = \begin{cases} R_o & \text{für } U_e \geq R_o \\ U_e & \text{für } -R_o \leq U_e \leq R_o \\ -R_o & \text{für } U_e \leq -R_o \end{cases}$$

Dabei ist R_o die Begrenzerschwellenspannung, U_e die Spannung am Eingang des Begrenzers und U_a die Spannung an dessen Ausgang. Mit einem Potentiometer kann die Begrenzerschwelle R_o zwischen zwei Extremwerten kontinuierlich verändert werden, so daß der jeweils gewünschte Begrenzungsgrad für das Signal eingestellt werden kann. Eine vor dem Begrenzer angeordnete Verstärkerschaltung mit einstellbarem Verstärkungsfaktor sorgt dafür, daß das Signal am Eingang des Begrenzers immer denselben Spitzenwert U_s hat und der Begrenzer aus einer Quelle mit niedriger Ausgangsimpedanz angesteuert wird.
Die hinter dem Begrenzer angeordnete Spannungsfolgerschaltung arbeitet als Impedanzwandler und paßt den hochohmigen Ausgang des Begrenzers an die im allgemeinen niedrige Impedanz des nachfolgenden Übertragungskanals an. Die Signalspitzenspannung U_s und die Begrenzerschwellenspannung R_o werden mit Spitzenwertdetektoren gemessen. Durch diese Meßwerte wird der Begrenzungsgrad U_s/R_o bestimmt.

6.4. Modulator und Demodulator.

Die im Modulator und Demodulator eingesetzten analogen Multiplizierschaltungen realisieren in dem vorgegebenen Frequenz- und Spannungsbereich die Übertragungsfunktion

$$U_a(t) = U_{e1}(t) \cdot U_{e2}(t)$$

Daher kann mit diesen Schaltungen der Vorgang der Modulation bzw. Demodulation bewirkt werden.
Es sei $U_{e1}(t)$ das Trägersignal, dann ist $U_{e2}(t)$ im Fall des Modulators das Basisbandsignal und im Fall des Demodulators das zu demodulierende Signal.
Der im Modulator eingesetzte Multiplizierer ist für Großsignalbetrieb geeignet. Im Demodulator wird dagegen ein Multiplizierer verwendet, dessen Linearität nur im Millivoltbereich gewährleistet ist. Deshalb wird das Demodulationsprodukt $U_a(t)$ durch einen nachfolgenden Verstärker wieder auf einen Pegel gebracht, der etwa so hoch ist wie der am Ausgang des Basisbandgenerators.

6.5. Meßschaltungen

Integrierte Analogmultiplizierer werden auch in den Meßschaltungen eingesetzt. Zu diesen zählen der Leistungsmesser, der Korrelator und die Fehlerstufe.
Der Leistungsmesser bestimmt den Ausdruck

$$R_z = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_a^2(t)\, dt$$

Er ist proportional zum Mittelwert der Signalleistung am Ausgang des Nachrichtenkanals.
Zunächst wird mit einem Multiplizierer das Quadrat der Kanal-Ausgangsspannung $U_a^2(t)$ gebildet, indem beide Eingänge des Multiplizierers zusammengeschaltet werden und auf diesen neuen Eingang das Signal $U_a(t)$ gegeben wird. Die Ausgangsspannung des Multiplizierers wird dann einer als Mittelwertbildner arbeitenden Integrierschaltung zugeführt.

6.3. Begrenzer.

Die Schaltung mit der größten Bedeutung für den Signalfluß im Rahmen dieser Arbeit ist der Begrenzer.
Mit Hilfe eines Diodennetzwerkes wird die Übertragungsfunktion des idealen linearen Begrenzers realisiert:

$$U_a = \begin{cases} R_o & \text{für } U_e \geq R_o \\ U_e & \text{für } -R_o \leq U_e \leq R_o \\ -R_o & \text{für } U_e \leq -R_o \end{cases}$$

Dabei ist R_o die Begrenzerschwellenspannung, U_e die Spannung am Eingang des Begrenzers und U_a die Spannung an dessen Ausgang. Mit einem Potentiometer kann die Begrenzerschwelle R_o zwischen zwei Extremwerten kontinuierlich verändert werden, so daß der jeweils gewünschte Begrenzungsgrad für das Signal eingestellt werden kann. Eine vor dem Begrenzer angeordnete Verstärkerschaltung mit einstellbarem Verstärkungsfaktor sorgt dafür, daß das Signal am Eingang des Begrenzers immer denselben Spitzenwert U_s hat und der Begrenzer aus einer Quelle mit niedriger Ausgangsimpedanz angesteuert wird. Die hinter dem Begrenzer angeordnete Spannungsfolgerschaltung arbeitet als Impedanzwandler und paßt den hochohmigen Ausgang des Begrenzers an die im allgemeinen niedrige Impedanz des nachfolgenden Übertragungskanals an. Die Signalspitzenspannung U_s und die Begrenzerschwellenspannung R_o werden mit Spitzenwertdetektoren gemessen. Durch diese Meßwerte wird der Begrenzungsgrad U_s/R_o bestimmt.

6.4. Modulator und Demodulator.

Die im Modulator und Demodulator eingesetzten analogen Multiplizierschaltungen realisieren in dem vorgegebenen Frequenz- und Spannungsbereich die Übertragungsfunktion

$$U_a(t) = U_{e1}(t) \cdot U_{e2}(t)$$

Daher kann mit diesen Schaltungen der Vorgang der Modulation bzw. Demodulation bewirkt werden.
Es sei $U_{e1}(t)$ das Trägersignal, dann ist $U_{e2}(t)$ im Fall des Modulators das Basisbandsignal und im Fall des Demodulators das zu demodulierende Signal.
Der im Modulator eingesetzte Multiplizierer ist für Großsignalbetrieb geeignet. Im Demodulator wird dagegen ein Multiplizierer verwendet, dessen Linearität nur im Millivoltbereich gewährleistet ist. Deshalb wird das Demodulationsprodukt $U_a(t)$ durch einen nachfolgenden Verstärker wieder auf einen Pegel gebracht, der etwa so hoch ist wie der am Ausgang des Basisbandgenerators.

6.5. Meßschaltungen

Integrierte Analogmultiplizierer werden auch in den Meßschaltungen eingesetzt. Zu diesen zählen der Leistungsmesser, der Korrelator und die Fehlerstufe.
Der Leistungsmesser bestimmt den Ausdruck

$$R_z = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_a^2(t)\, dt$$

Er ist proportional zum Mittelwert der Signalleistung am Ausgang des Nachrichtenkanals.
Zunächst wird mit einem Multiplizierer das Quadrat der Kanal-Ausgangsspannung $U_a^2(t)$ gebildet, indem beide Eingänge des Multiplizierers zusammengeschaltet werden und auf diesen neuen Eingang das Signal $U_a(t)$ gegeben wird. Die Ausgangsspannung des Multiplizierers wird dann einer als Mittelwertbildner arbeitenden Integrierschaltung zugeführt.

Werden die beiden Eingänge des Multiplizierers nicht zusammengeschaltet sondern an den einen Eingang das Signal $U_a(t)$ und an den anderen das Signal $U_e(t)$ gelegt, dann arbeitet diese Stufe als Korrelator. Es wird der Ausdruck

$$R_{12} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_e(t) \cdot U_a(t)\, dt$$

gebildet. Dabei ist $U_e(t)$ die Spannung am Ausgang des Basisbandgenerators bzw. am Eingang des Kanals.
Die Fehlerstufe ist eine Analogrechenschaltung, die den Ausdruck

$$\phi = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[U_a(t) - U_e(t) \right]^2 dt$$

berechnet. Dies geschieht, indem das Ausgangssignal eines Differenzbildners von einem Multiplizierer quadriert wird und dann von einem Mittelwertbildner gemittelt wird.
Zwischen diesen Meßgrößen besteht die Beziehung

$$\phi = R_1 - 2 R_{12} + R_2$$

wobei

$$R_1 = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U_e^2(t)\, dt$$

ist. Die von den Meßschaltungen gelieferten Meßwerte sind Spannungen, die zu den Ausdrücken ϕ, R_{12} und R_1 bzw. R_2 proportional sind:

$$\varphi = k \phi$$
$$r_1 = l R_1$$
$$r_2 = l R_2$$
$$r_{12} = l R_{12}$$

Da die Spannungen r_1, r_2 und r_{12} mit derselben Meßanordnung bestimmt werden, gilt für sie derselbe Proportionalitätsfaktor l.

Für die tatsächlichen Meßgrößen gilt dann

$$\frac{\varphi}{k} = \frac{\tau_1}{l} - 2\frac{\tau_{12}}{l} + \frac{\tau_2}{l} ,$$

woraus mit $\frac{l}{k} = K$ folgt

$$K = \frac{\tau_1 - 2\tau_{12} + \tau_2}{\varphi} .$$

K ist eine Apparatekonstante, die nur von den Eigenschaften der Meßvorrichtungen abhängt, von den übrigen Parametern des Nachrichtenkanals aber unabhängig ist.
K läßt sich z. B. bestimmen, indem eine beliebige Spannung $U_e(t)$ an den Eingang des Nachrichtenkanals gelegt wird, die dann, wenn der Begrenzer noch nicht wirksam ist, unverändert, nur um die Laufzeit τ verzögert als Spannung $U_a(t)$ am Ausgang des Kanals wieder erscheint. Es muß jedoch dafür vorausgesetzt werden, daß das Spektrum des Signals $U_e(t)$ die Übertragungsbandbreite des Kanals nicht überschreitet.
Werden beide Spannungen auf denselben Pegel gebracht, dann ist $r_1 = r_2$ und damit

$$K = 2\,\frac{\tau_1 - \tau_{12}}{\varphi}$$

Wird dann etwa untersucht, wie sich φ, r_{12} und r_2 verändern, wenn ein bestimmtes Signal im Kanal verschieden stark begrenzt wird, dann kann, da r_1 unverändert bleibt, bei jeder Messung zur Kontrolle die Identität

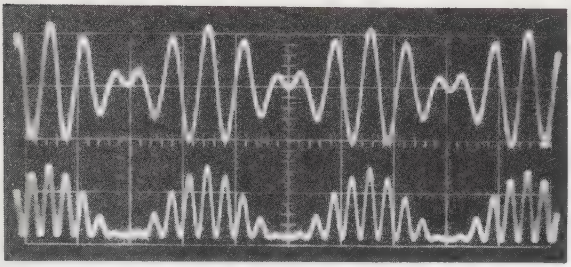
$$\tau_1 = K\varphi + 2\tau_{12} - \tau_2$$

überprüft werden.
Zweckmäßig wählt man für $U_e(t)$ ein vom Basisbandgenerator erzeugtes Sinussignal. Sein Spektrum wird mit Sicherheit beim Durchlaufen des Kanals nicht verändert.
Neben dieser Methode bietet sich ein weiteres Verfahren an, um die Konstante K zu bestimmen. Wird nämlich der Rauschgenerator, der sein Rauschen über die HF-Addierstufe in den HF-Kanal einspeist, in Betrieb genommen und vom Basisbandgenerator kein Signal erzeugt, dann ist $U_e(t) = 0$ und wir erhalten am Ausgang des Kanals nur das vom Demodulator in das

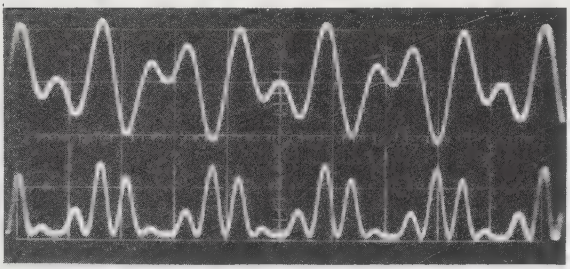
Basisband transponierte Rauschen mit der Rauschleistung N.
Der Leistungsmesser liefert in diesem Fall den Meßwert
$R_2 = N$ bzw. $r_2 = l \cdot N$.
Die Fehlerstufe liefert dann ebenfalls den Meßwert
$\phi = N$ bzw. $\varphi = k \cdot N$.
Man erhält so

$$K = \frac{l}{k} = \frac{r_2}{\varphi} \quad .$$

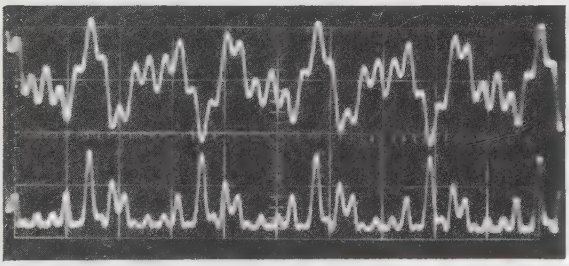
Abb.45
Quadratur von Signalspannungen zur Berechnung der mittleren Leistung



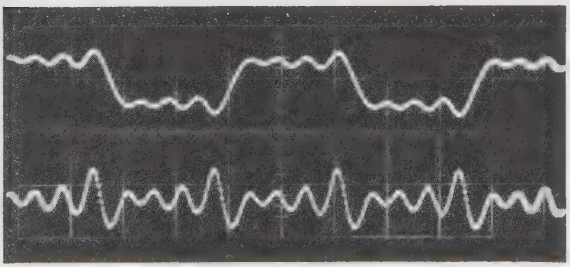
1 KHz/1,25 KHz-
Doppeltonsignal
(gleiche Amplituden)



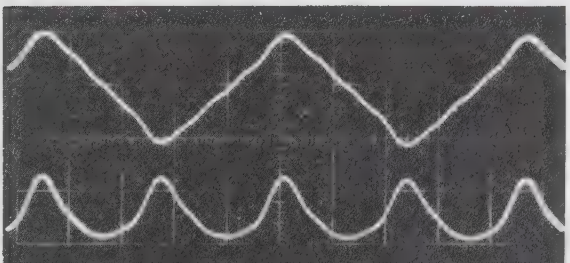
1 KHz/1,666 kHz-
Doppeltonsignal
(gleiche Amplituden)



1 Khz/1,666 KHz/
5 KHz-
Tripeltonsignal
(verschiedene
Amplituden)



625 Hz-
Rechtecksignal
hinter dem
5 KHz-Tiefpaß



625 Hz-
Dreiecksignal
hinter dem
5 KHz-Tiefpaß

6.6. Regelverstärker.

Der Regelverstärker besteht aus einer Dividierschaltung, einem Spitzenwertdetektor und einem Komparator. Die Regelfunktion wird von der Dividierschaltung übernommen. Ihre Übertragungsfunktion ist

$$U_a(t) = \frac{U_e(t)}{U_{st}} \quad .$$

$U_e(t)$ ist die Signalspannung am Eingang des Regelverstärkers. Ihr Spitzenwert hängt ab von der Form des Basisbandsignals und der Übertragungscharakteristik des vor dem Regelverstärker angeordneten Kanals. Der Spitzenwertdetektor richtet die Ausgangsspannung des Regelverstärkers $U_a(t)$ gleich und ermittelt deren Hüllkurvenspitzenwert. Im Komparator wird dieser Spannungswert mit einer einstellbaren Referenzspannung verglichen und die Spannung U_{st} gebildet, die proportional zur Differenz von Referenzspannung und Spitzenwert von $U_a(t)$ ist. Sie nimmt zu, wenn der Spitzenwert von $U_e(t)$ wächst. Dies bewirkt aber gemäß der Übertragungsfunktion der Dividierschaltung einen Rückgang der Verstärkung. Umgekehrt hat ein Rückgang des Spitzenwertes von $U_e(t)$ ein Anwachsen des Spitzenwertes von $U_a(t)$ zur Folge. Daher bleibt, insbesondere bei Einsatz des Begrenzers mit seiner je nach Begrenzungsgrad sehr unterschiedlichen Ausgangsspannung, die Spannung am Eingang des Demodulators, der auf den Regelverstärker folgt, immer auf demselben Höchstwert.

6.7. Rauschgeneratoren.

Um neben diskreten Signalen auch die nichtlineare Beeinflussung von statistischen Signalen zu studieren, wird mit Hilfe eines Rauschgenerators ein statistisches Signal erzeugt, dessen Spektrum durch den Basisbandtiefpaß begrenzt wird.
Ein weiterer Rauschgenerator speist sein Ausgangssignal direkt in den HF-Kanal ein, um dessen Signal zusätzlich zu verfälschen. Beide Rauschgeneratoren sind mit ausgesuchten Zenerdioden bestückt, die, im Durchbruchsgebiet betrieben, eine relativ hohe Rauschspannung erzeugen. Mit nachgeschalteten Verstärkern werden diese Rauschspannungen ausreichend verstärkt.

6.8. Filter.

Die in der Apparatur verwendeten Filter sind als Kettenschaltungen von Wagner-T-Gliedern aufgebaut. Sie zeichnen sich durch einen monotonen Anstieg der Dämpfungskurve im Sperrbereich aus.
Die folgenden Bilder zeigen die gemessenen Frequenzgänge der aufgebauten Filter.

Abb.46

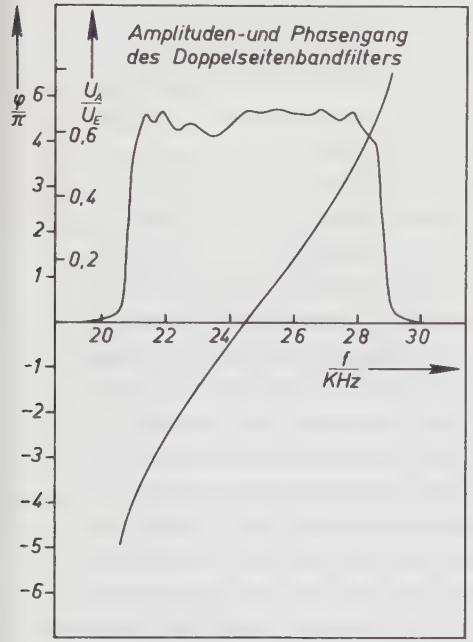
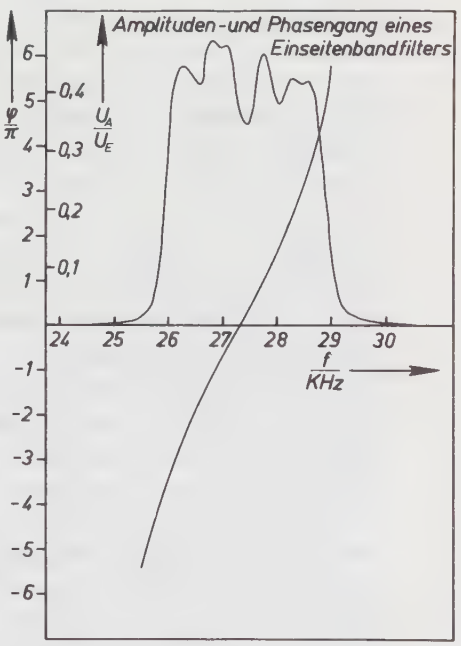


Abb.47



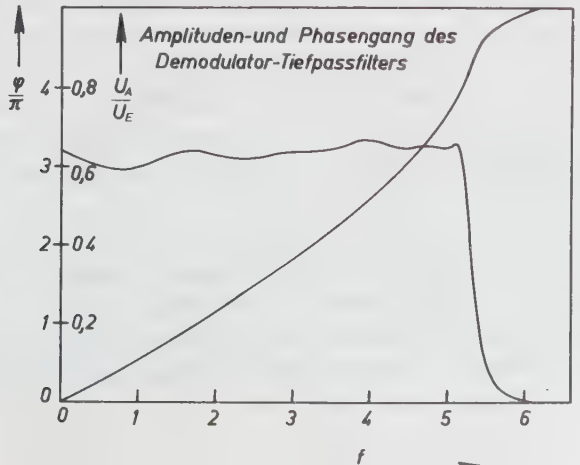


Abb.48

7. Das Meßprogramm.

7.1. Beschreibung der Meßanordnung und der Durchführung der Messungen.

Gegenstand der experimentellen Untersuchungen ist der Vergleich eines vom Basisbandgenerator gelieferten Primärsignals mit dem durch die Apparatur veränderten, wieder im Basisband vorliegenden Sekundärsignal. Die Beeinflussung des Primärsignals wird durch Verstärkerschaltungen, Filter und insbesondere durch den Begrenzer hervorgerufen, nachdem es durch den Modulator in den Hochfrequenzbereich transponiert worden ist.
Filter und Verstärker verändern im allgemeinen Phase und Amplitude der Spektralkomponenten des an ihren Eingängen anliegenden Signals. Der Begrenzer mit seiner nichtlinearen Übertragungscharakteristik ist dagegen für das Auftreten von neuen Spektrallinien im Spektrum des Signals verantwortlich. Die ersteren, als lineare Verzerrungen bezeichneten Eingriffe und die vom Begrenzer bewirkten nichtlinearen Verzerrungen sind der Grund dafür, daß sich strenggenommen jedes Signal $S_1(t)$, welches vom Basisbandgenerator erzeugt wird, immer vom Sekundärsignal $S_2(t)$ unterscheidet. Die von den Meßschaltungen gelieferten Meßwerte sind solche Unterscheidungsmerkmale. Der Vergleich der Signale im Basisband ist deshalb sinnvoll, weil sie dort erzeugt werden und nach Durchlaufen des Nachrichtenkanals wieder als Basisbandsignale weiter verwendet werden und weil die Meßschaltungen nur Niederfrequenzsignale verarbeiten. Der Begrenzer wird nur im Hochfrequenzbereich eingesetzt. Wir haben an anderer Stelle bereits gezeigt, daß einer Begrenzung des Basisbandsignals die Begrenzung des vom Modulator gelieferten DSB-Signals äcuivalent ist. Wir schränken daher unsere Möglichkeiten durch diese Festlegung nicht ein, versetzen uns aber dadurch in die Lage, den Begrenzer leicht zu symmetrieren, da im HF-Bereich die Signaleinhüllende immer symmetrisch in Bezug auf die Zeitachse ist. (Siehe dazu die früher angegebenen Signalstudien!)
Bei einem DSB-Signal

$$U(t) = U_o U_N(t) \cos \omega_o t$$

erkennt man dies unmittelbar. Eine langsam veränderliche, stetige Funktion $U_o U_N(t)$ wird mit der vergleichsweise schnell veränderlichen Funktion $\cos \omega_o t$ multipliziert. Dadurch werden in einem Zeitintervall, welches nur wenige Perioden $\frac{2\pi}{\omega_o}$ lang

sei und dessen Mitte der beliebige Zeitpunkt t_1 sei, praktisch gleich große Auslenkungen $U_o U_N(t_1)$ in positiver und negativer Richtung hervorgerufen. Die gleichen Überlegungen gelten für das ESB-Signal

$$U(t) = A(t) \cos(\omega_o t + \varphi(t)),$$

bei dem A(t) und $\varphi(t)$ im Vergleich zu $\cos \omega_o t$ langsam veränderliche Funktionen sind. Die Funktion $U_N(t)$, das Basisbandsignal, ist immer unsymmetrisch in Bezug auf die Zeitachse. Selbst benachbarte Auslenkungen in beide Richtungen können ganz verschieden voneinander sein.

Da der Vergleich der Signale $S_1(t)$ und $S_2(t)$ über Mittelwertbildungen erfolgt, sorgt man zweckmäßig dafür, daß das Originalsignal $S_1(t)$ unabhängig von seinem Aufbau einen konstanten Leistungsmittelwert hat, mit anderen Worten, der Effektivwert der Signalspannung wird für alle Testsignale $S_1(t)$ gleich eingestellt. Über das Ausgangssignal $S_2(t)$ kann nur ausgesagt werden, daß es durch Demodulation eines ESB- oder DSB-Signals entsteht, welches immer einen konstanten Hüllkurvenhöchstwert hat, weil es vom Regelverstärker kommt, der für diesen Sachverhalt gesorgt hat. Obwohl bei einem Signal ein eindeutiger Zusammenhang zwischen seinem Scheitelfaktor im Basisband und dem im HF-Bereich besteht, kann das auf den Demodulator folgende Tiefpaßfilter mit seinem nicht idealen Frequenzgang diese Eindeutigkeit stören, so daß eine Konstanz des Signalspitzenwertes am Eingang des Demodulators nicht notwendig eine Konstanz des durch Demoduation daraus entstehenden Basisbandsignals zur Folge hat.

Der in den Meßreihen als Variable oder als Parameter auftretende Begrenzungsgrad bezieht sich auf die Spannungen vor und hinter dem Begrenzer. Mit dem vor dem Begrenzer angeordneten Verstärker mit einstellbarem Verstärkungsgrad wird erreicht, daß für jedes Signal das absolute Hüllkurvenmaximum U_s am Eingang des Begrenzers denselben konstanten Wert hat. Die Begrenzerschwellenspannung R_o ist zwischen diesem Höchstwert und einem Minimum stetig veränderlich. Unter dem Begrenzungsgrad verstehen wir den Ausdruck

$$20 \cdot \log_{10} \frac{U_s}{R_o} .$$

Es ist das in Dezibel ausgedrückte Verhältnis der Signalspitzenspannungen vor und hinter dem Begrenzer. Ist $U_s = R_o$, dann wird ein Signal von dem Begrenzer nicht verändert. Die in diesem Fall von den Meßschaltungen gelieferten Meßwerte (φ_o von der Fehlerstufe, r_{120} vom Korrelator und r_{20} vom Ausgangsleistungsmesser) bilden die Bezugswerte einer Meßreihe, auf die alle anderen, sich bei Veränderung des Begrenzungsgrades ergebenden Meßwerte φ, r_{12} und r_2 normiert werden. In den graphischen Darstellungen sind diese normierten Meßwerte aufgetragen.
Grundsätzlich unterscheiden wir die LSB-Begrenzung, bei der das am Begrenzer anliegende Signal ein LSB-Signal ist, von der USB-Begrenzung, bei der zwischen Modulator und Begrenzer ein USB-Filter eingefügt ist. Im zweiten Fall wird hinter den Begrenzer ein weiteres USB-Filter geschaltet. Bei DSB-Begrenzung gibt es verschiedene Möglichkeiten, das begrenzte Signal sinnvoll weiterzuverarbeiten. Wir können aus dem Spektrum des begrenzten Signals mit einem LSB-Filter diejenigen Spektralkomponenten ausfiltern, die innerhalb des erlaubten Übertragungsbereiches des LSB-Signals liegen oder wir filtern mit einem USB-Filter z.B. die Frequenzkomponenten des oberen Seitenbandes aus. Diese drei Verfahren werden untersucht und miteinander verglichen.

7.2. Eintontest der Meßapparatur.

Wir untersuchen zuerst die Ausgangsspannungen der Meßschaltungen, wenn als Basisbandsignal ein Sinuston gewählt wird, dessen Frequenz wir über die Breite des Basisbandes variieren, seine Amplitude dabei aber konstant halten. Wir benutzen die Anordnung für ESB-Begrenzung.
In der ersten Abbildung ist die normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers U_p dargestellt. Vergleicht man diesen Spannungsverlauf mit dem Amplitudengang des Ausgangstiefpaßfilters, dann erkennt man, daß sich dessen Unebenheit in der Schwankung der Ausgangsspannung widerspiegelt. Die von den Unebenheiten der Amplitudencharakteristiken der beiden ESB-Filter stammenden Schwankungen sind von dem vor dem

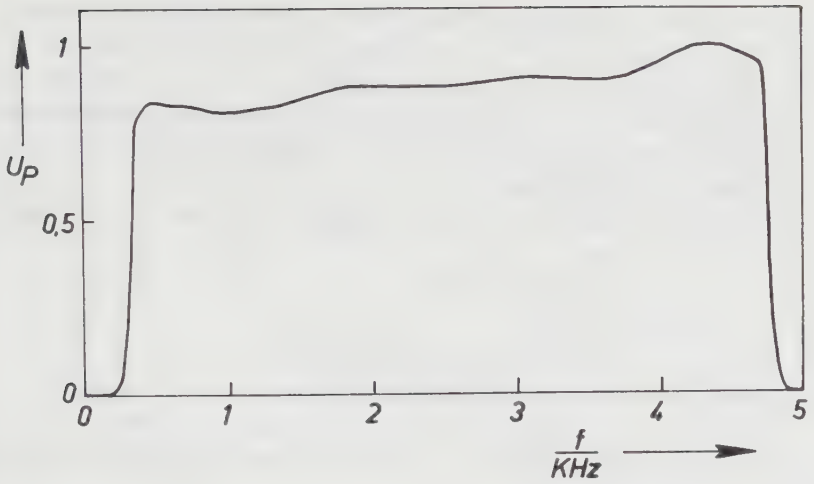


Abb.49

Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit von der Frequenz des sinusförmigen Testsignals, welches mit konstanter Amplitude am Eingang des Übertragungskanals anliegt. (ESB-Begrenzung)

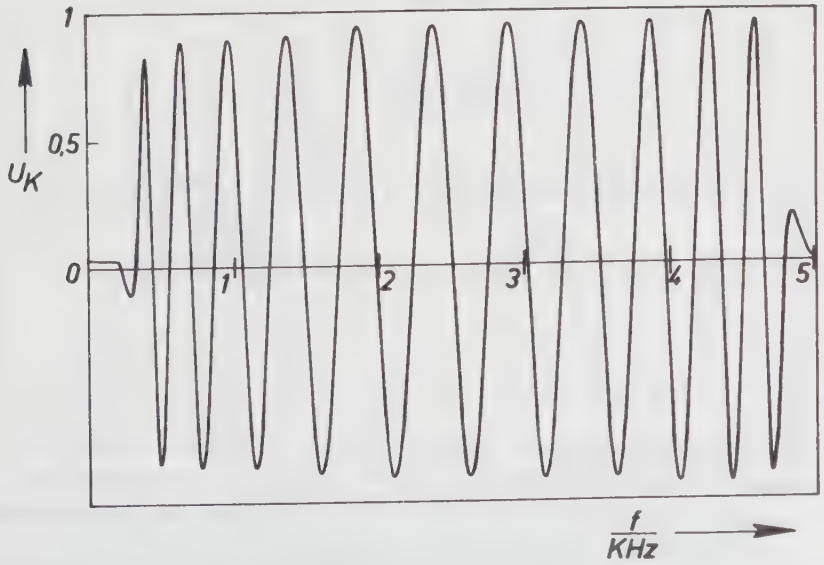


Abb.50

Normierte Ausgangsspannung der Korrelationsstufe in Abhängigkeit von der Frequenz des sinusförmigen Testsignals. (ESB-Begrenzung)

Demodulator angeordneten Regelverstärker beseitigt worden. In den folgenden beiden Abbildungen sind die normierten Ausgangsspannungen der Korrelationsstufe und der Fehlerstufe dargestellt. Auch hier ist den schnellen Schwankungen diejenige überlagert, die vom Amplitudengang des Ausgangstiefpaßfilters herrührt.
Setzen wir voraus, daß der Phasengang des Übertragungskanals linear ist, also

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 \cdot \omega$$

gilt, dann ist, wenn

$$U_1(\omega,t) = U_0 \cdot \cos \omega t$$

das Originalsignal am Eingang des Kanals und

$$U_2(\omega,t) = K \cdot U_0 \cos(\omega t + \varphi(\omega))$$

das am Ausgang des Kanals wiedergewonnene Basisbandsignal ist,

$$U_K(\omega) = \frac{1}{T}\int_0^T U_1(\omega,t) \cdot U_2(\omega,t)\, dt$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T K U_0^2 \cos\omega t \cdot \cos(\omega t + \varphi_0\omega)\, dt$$

$$= \frac{1}{2} K U_0^2 \cos\omega\varphi_0 .$$

Für die Ausgangsspannung der Fehlerstufe erhält man

$$U_F(\omega) = \frac{1}{T}\int_0^T \left\{ U_1(\omega,t) - U_2(\omega,t) \right\}^2 dt$$

$$= \frac{1}{2} U_0^2 (1 + K^2) - K U_0^2 \cos\omega\varphi_0 .$$

Aus den Meßkurven geht hervor, daß zu den Grenzen des übertragenen Frequenzbandes hin der Phasengang des Kanals zunehmend nichtlinear wird. Dies ist auf Grund der Phasengänge der verwendeten Filter auch nicht anders zu erwarten.
Diese systembedingten Abweichungen der Meßspannungen vom Idealverlauf beeinflussen natürlich alle weiteren Messungen.

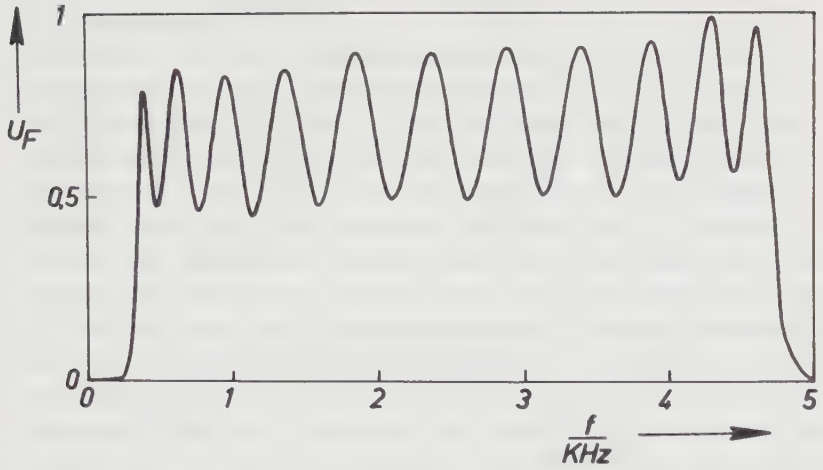


Abb.51
Normierte Ausgangsspannung der Fehlerstufe in Abhängigkeit von der Frequenz des sinusförmigen Testsignals. (ESB-Begrenzung)

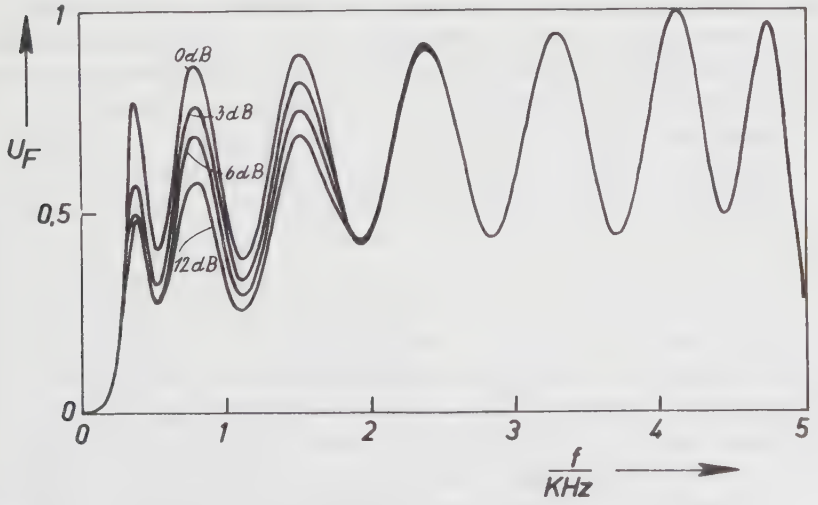


Abb.52
Normierte Ausgangsspannung der Fehlerstufe in Abhängigkeit von der Frequenz des sinusförmigen Testsignals für verschiedene Begrenzungsgrade bei DSB-Begrenzung.

Für die beiden anderen Versuchsanordnungen bekommt man entsprechende Kurvenverläufe. Die Zahl der Oszillationen im Verlauf der normierten Fehlerspannung bzw. der normierten Ausgangsspannung der Korrelationsstufe ist jedoch kleiner, da nur jeweils ein Bandpaßfilter in den Signalweg eingefügt ist, und die Gesamt-Phasenverschiebung des Kanals daher entsprechend geringer ausfällt.
Die bisherigen Ausführungen beziehen sich auf die Fälle, bei denen der Begrenzer noch nicht wirksam ist. Wird das Sinussignal begrenzt, dann bleiben bei der ESB-Begrenzung die angegebenen Kurvenverläufe unverändert, da - wie früher bereits festgestellt - durch das zweite ESB-Filter die Sinusform des Signals wiederhergestellt und seine Amplitude vom Regelverstärker wieder auf denselben Wert gebracht wird, den es ohne Begrenzereinwirkung hatte.
Für die DSB-Begrenzung trifft dies nicht mehr zu. In dem als Beispiel angegebenen Verlauf der Fehlerspannung über der Frequenz zeigt sich ein mit zunehmendem Begrenzungsgrad stärkeres Absinken der Meßkurven im unteren Drittel des Frequenzbandes. Dies gilt ebenso für den Verlauf der normierten Ausgangsspannung des Leistungsmessers. Die DSB-Begrenzung eines Einton-Signals hat also u. U. ein Absinken der mittleren Signalleistung zur Folge.

7.3. Amplitudenbegrenzung von frequenzbandbegrenzten Rauschsignalen.

Wir betrachten nun ein statistisches Signal, welches wir aus der Ausgangsspannung eines Rauschgenerators ableiten, indem wir das Rauschsignal durch ein Tiefpaßfilter schicken, welches eine Übertragungsbandbreite hat, die mit der Breite des Basisbandes übereinstimmt. Fährt man mit einem Spektrumanalysator das Signal hinter dem Tiefpaßfilter ab, dann bekommt man als Einhüllende des Spektrums die Amplitudencharakteristik des Tiefpaßfilters. Der Rauschgenerator liefert also innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches ein weißes Rauschen. Wenn wir die geringe Welligkeit des Tiefpaßfilters vernachlässigen, dann können wir davon ausgehen, daß die spektrale Leistungsdichte unseres Signals innerhalb des Basisbandes konstant ist. Wir setzen voraus, daß die mittlere Signalleistung des Basisbandsignals am Ausgang des Basisbandgenerators für die folgenden Experimente immer denselben konstanten Wert hat. Das aus dem Basisbandsignal durch Multiplikation mit dem Trägersignal entstehende DSB-Signal stellt wieder ein Signal mit konstanter spektraler Leistungsdichte dar, seine Bandbreite ist aber doppelt so groß wie die des Basisbandes. Wird dieses Signal auf den Eingang eines idealen ESB-Filters gegeben, dann ist die mittlere Leistung des so erzeugten ESB-Signals nur noch halb so groß wie die des DSB-Signals Mit Hilfe eines Verstärkers läßt sie sich wieder auf denselben Wert bringen, den wir zuvor bei dem DSB-Signal gemessen haben. Die spektrale Leistungsdichte des ESB-Signals ist dann aber doppelt so groß wie die des DSB-Signals.

Wie wir früher bereits festgestellt haben, ist der Scheitelfaktor für ein statistisches Signal keine diskrete Größe. Liegt die Begrenzerschwellenspannung R_o fest, und ist der Effektivwert der Signalspannung des statistischen Signals am Eingang des Begrenzers bekannt, dann läßt sich die Wahrscheinlichkeit dafür angeben, daß das Signal begrenzt bzw. nicht begrenzt wird. Bei vorgegebener Begrenzerschwellenspannung ist diese Wahrscheinlichkeit eine Funktion des Effektivwertes der Signalspannung.

Sie ist für das DSB-Signal genauso groß wie für das ESB-Signal, wenn beide denselben Effektivwert haben. Für einen Vergleich des DSB-Begrenzungsverfahrens mit dem ESB-Begrenzungsverfahren im Falle eines Zufallssignals wollen wir also voraussetzen, daß beide Signalformen am Eingang des Begrenzers denselben Effektivwert der Spannung haben. (Später beschäftigen wir uns nur noch mit kohärenten Signalen, also solchen, bei denen zwischen den einzelnen Spektralkomponenten feste Phasenbeziehungen bestehen. Liegen diese entweder als ESB- oder als DSB-Signal mit jeweils demselben Spitzenwert am Eingang des Begrenzers an, dann sind ihre Effektivwerte immer verschieden.)
Die Amplituden des Begrenzerausgangssignals sind auf jeden Fall nicht größer als die Begrenzerschwellenspannung, mit anderen Worten, die Signale hinter dem Begrenzer haben wieder einen wohldefinierten Spitzenwert. Der vor dem Demodulator angeordnete Regelverstärker, der seine Stellgröße von einem Spitzenwertdetektor erhält, kann daher wieder für einen konstanten Spitzenwert der Spannung am Eingang des Demodulators sorgen.
Betrachten wir nun die Ausgangsspannungen der Meßschaltungen in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad U_s/R_o. Unter U_s verstehen wir dabei einen fiktiven 'Spitzenwert' des Zufallssignals, der 3,3 mal so groß ist, wie der Effektivwert der Signalspannung am Eingang des Begrenzers. U_s ist gleichzeitig die größte Schwellenspannung des Begrenzers. Die Wahrscheinlichkeit, daß in diesem Fall das Zufallssignal begrenzt wird, ist dann kleiner als 10^{-3}. Die Ausgangsspannung der Korrelationsstufe ist gegenüber den Meßspannungen von Leistungsmesser und Fehlerstufe zu vernachlässigen, da das untersuchte Signal unkorreliert ist. Die Fehlerspannung ist daher bis auf eine additive Konstante, nämlich die mittlere Leistung des Primärsignals, gleich der Ausgangsleistung. Wir geben daher in der folgenden Abbildung nur den Verlauf der normierten Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für die drei Begrenzeranordnungen wieder. Der Verlauf der Meßkurven ist typisch für Darstellungen dieser Art. Der differentielle Leistungszuwachs ist bei mittleren Begrenzungsgraden am größten. Mit zunehmendem Begrenzungsgrad gehen die Kurven allmählich in die Sättigung über.

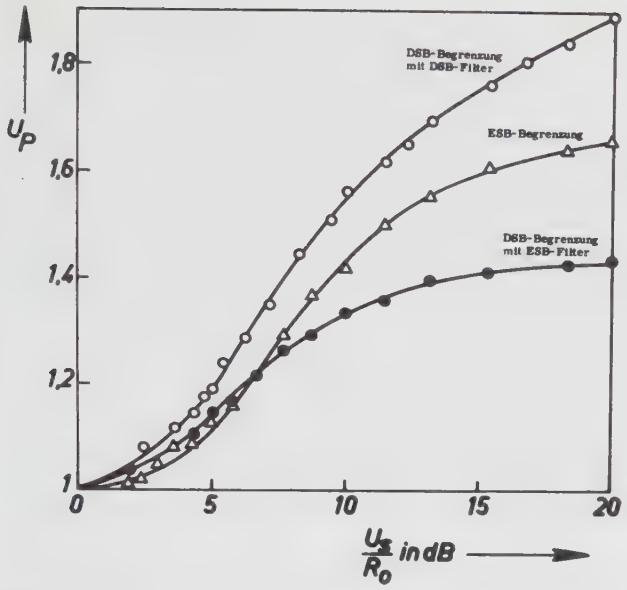


Abb.53
Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad bei einem statistischen Signal

Da die spektrale Leistungsdichte des DSB-Signals vor dem Begrenzer bei gleichem "Spitzenwert" kleiner als die des ESB-Signals ist, ergibt sich bei DSB-Begrenzung und anschließender Filterung mit einem DSB-Filter ein größerer Leistungszuwachs als bei ESB-Begrenzung. Am geringsten ist der Leistungsanstieg bei der DSB-Begrenzung, wenn hinter dem Begrenzer ein ESB-Filter eingesetzt wird. Dies rührt daher, daß diejenigen Intermodulationsprodukte, die in der Nähe der Trägerfrequenz liegen, bei dem letzteren Verfahren durch die Filterflanke des ESB-Filters gedämpft werden. Sie tragen demzufolge zur Signalleistung nicht in der Weise bei, wie bei dem DSB-Begrenzungsverfahren mit DSB-Filter, bei dem eine solche Schwächung der niederfrequenten Intermodulationsprodukte nicht auftritt.

7.4. Amplitudenbegrenzung von verrauschten Sinustönen.

Gegenstand der folgenden Untersuchung sind Signale, die aus frequenzbandbegrenztem Rauschen und einem Sinuston zusammengesetzt sind. Es soll sich also um eine Kombination der zuvor behandelten Signalformen handeln. Die Effektivwerte der Rauschspannung und der Sinusspannung an den Eingängen der Addierstufe des Basisbandgenerators liegen in derselben Größenordnung. Das Summensignal wird in die Umgebung der Trägerfrequenz transponiert und als DSB- bzw. ESB-Signal begrenzt, wobei verschiedene Begrenzungsgrade gewählt werden. Die Frequenz des Sinustons wird innerhalb des Basisbandes verändert.
In den folgenden Diagrammen ist die normierte mittlere Ausgangsleistung über der Frequenz des Eintonsignals aufgezeichnet. Im Vergleich mit den Meßkurven, die für das Eintonsignal gewonnen wurden, erkennt man unschwer, daß bei der ESB-Begrenzung der Amplitudengang des Demodulator-Tiefpaßfilters den Grobverlauf der Meßkurven diktiert. Bei der DSB-Begrenzung bekommt man ebenfalls einen Anstieg der Ausgangsleistung mit zunehmendem Begrenzungsgrad. Die Meßkurven sinken allerdings ab, wenn das Eintonsignal sich im unteren Teil des übertragenen Frequenzbereiches befindet.

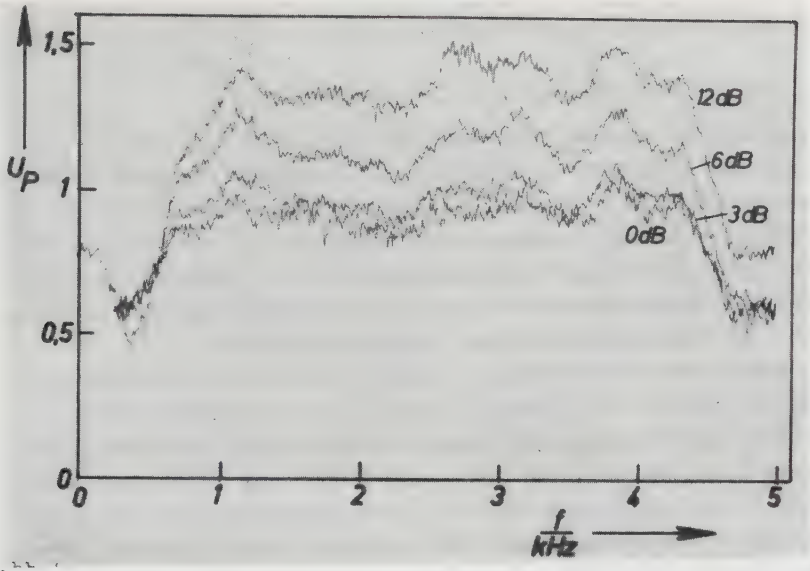


Abb. 54

ESB-Begrenzung eines Signals, welches durch Überlagerung von bandbegrenztem Rauschen (0,5 V_{eff}) mit einem Sinuston (0,2 V_{eff}) entsteht.
Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz des Eintonsignals für verschiedene Begrenzungsgrade.

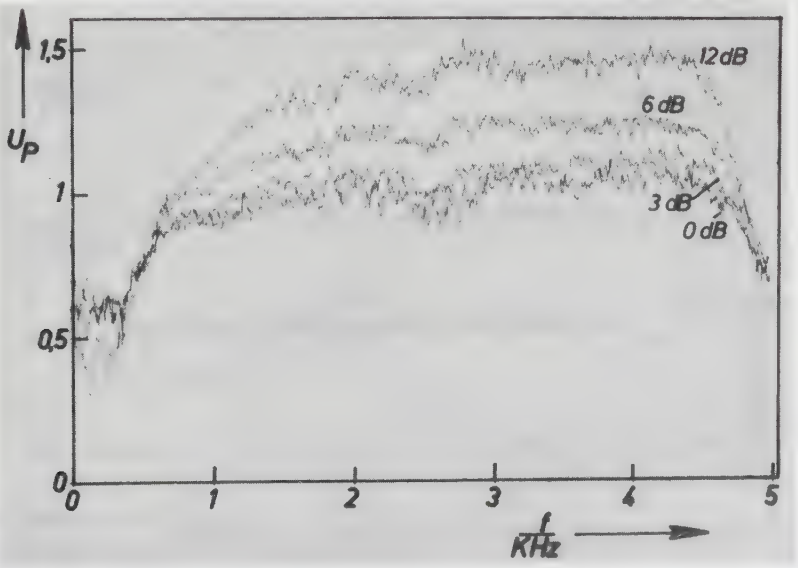


Abb. 55

DSB-Begrenzung und anschließende Filterung mit einem ESB-Filter eines Signals, welches durch Überlagerung von bandbegrenztem Rauschen (0,5 V_{eff}) mit einem Sinuston (0,2 V_{eff}) entsteht.
Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz des Eintonsignals für verschiedene Begrenzungsgrade.

7.5. Amplitudenbegrenzung von Doppeltönen

Wir haben uns in dem früheren Kapitel 4. ausführlich mit dem Aufbau der Spektren beschäftigt, die man erhält, wenn der Basisbandgenerator Doppeltonsignale erzeugt und diese von den verschiedenen Begrenzeranordnungen beeinflußt werden. Es soll daher auch jetzt, da es um die Änderung der Signalleistung durch den Begrenzungsprozeß geht, der Behandlung von Doppeltönen ein angemessener Platz eingeräumt werden.
Wir betrachten den Problemkreis unter drei Gesichtspunkten: Zunächst wählen wir einen Doppelton mit konstantem Linienabstand, verschieben die Schwerpunktsfrequenz innerhalb des Basisbandes und stellen die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Lage des Doppeltons im Übertragungsbereich für verschiedene Begrenzungsgrade dar. Bei den dann folgenden Experimenten ist eine der beiden Doppeltonkomponenten frequenzkonstant, während die andere im Basisband verschoben wird. Schließlich greifen wir eine Reihe verschiedener Doppeltöne heraus und untersuchen für diese, wie sich die Ausgangsleistung ändert, wenn der Begrenzungsgrad erhöht wird.

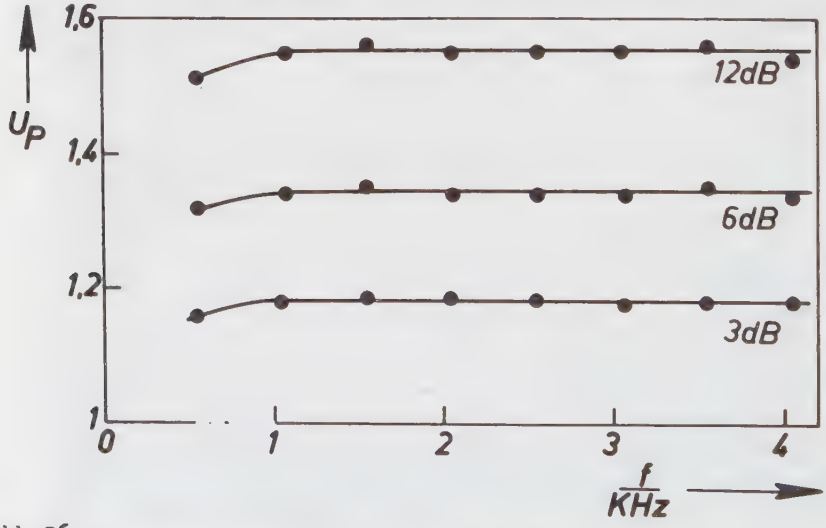


Abb. 56

ESB-Begrenzung von Doppeltonsignalen. Die sinusförmigen Komponenten haben die gleiche Amplitude. Ihr Frequenzabstand beträgt 100 Hz. Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Schwerpunktsfrequenz für verschiedene Begrenzungsgrade.

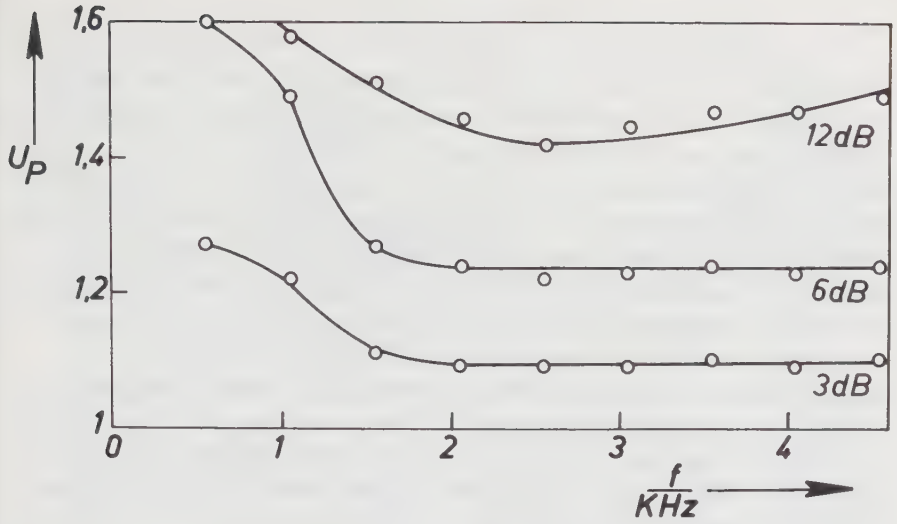


Abb.57

DSB-Begrenzung und anschließende Filterung mit einem DSB-Filter von Doppeltonsignalen. Die sinusförmigen Komponenten haben die gleiche Amplitude. Ihr Frequenzabstand beträgt 100 Hz. Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Schwerpunktsfrequenz für verschiedene Begrenzungsgrade.

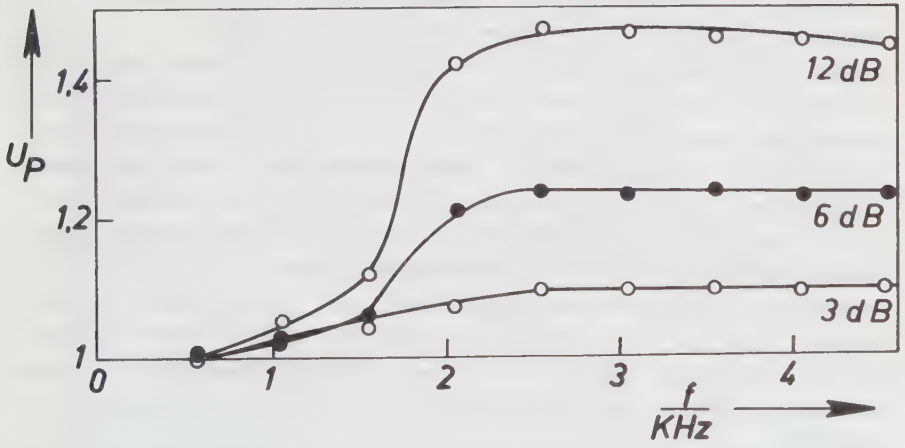


Abb.58

DSB-Begrenzung und anschließende Filterung mit einem ESB-Filter von Doppeltonsignalen. Die sinusförmigen Komponenten haben die gleiche Amplitude. Ihr Frequenzabstand beträgt 100 Hz. Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Schwerpunktsfrequenz für verschiedene Begrenzungsgrade.

Die Meßkurven zeigen, daß bei ESB-Begrenzung die Leistung des nach Demodulation wiedergewonnenen Basisbandsignals unabhängig von der Lage des Doppeltones im Basisband ist.
Bei der DSB-Begrenzung und anschließender Filterung mit einem DSB-Filter beobachten wir einen Anstieg der mittleren Leistung, wenn der Doppelton im unteren Drittel des Basisbandes liegt, während bei DSB-Begrenzung und Filterung mit einem ESB-Filter gerade die umgekehrte Erscheinung auftritt, also die Signalleistung zur unteren Bandgrenze hin kleiner wird.
Gegenstand der folgenden Untersuchung sind Doppeltonsignale, bei denen eine Spektralkomponente frequenzkonstant ist, während die andere über die Breite des Basisbandes variiert. Die Frequenz des unveränderlichen Tones ist so gewählt, daß ein beim DSB-Begrenzungsvorgang eventuell entstehender zweiter Oberton noch innerhalb des Basisbandes liegt.
Wir vergleichen das ESB-Begrenzungsverfahren mit dem DSB-Begrenzungsverfahren, bei dem das begrenzte Signal mit einem ESB-Filter gefiltert wird. In beiden Fällen wird mit einem Schreiber bei verschiedenen Begrenzungsgraden die mittlere Leistung am Ausgang des Übertragungskanals in Abhängigkeit von der Frequenz des variablen Tones aufgezeichnet.
Liegt die frequenzveränderliche Komponente am Bandanfang, dann sorgen bei noch nicht wirksamem Begrenzer die im Hochfrequenzkanal eingeschalteten ESB-Filter dafür, daß zunächst allein die frequenzkonstante Komponente des Basisbandsignals durch den Kanal übertragen wird. Der Leistungsmesser liefert die maximal mögliche Anzeige. Das gleiche gilt, wenn die veränderliche Komponente am oberen Ende des Basisbandes liegt.
Da bei der ESB-Begrenzung zwei ESB-Filter in den Hochfrequenzkanal eingefügt sind, wird hier durch die kombinierte Wirkung der Filterflanken beider Filter der Übertragungsbereich stärker eingeengt als bei DSB-Begrenzung, bei der nur ein Filter wirksam ist.
Stimmt die Frequenz des variablen Tones mit der des frequenzkonstanten Tones gerade überein, dann ist das übertragene Signal wiederum ein Eintonsignal, d.h. auch hier bekommt man einen Anstieg der Ausgangsleistung.
Betrachten wir die Meßkurven bei ESB-Begrenzung, wenn der Begrenzer wirksam ist, dann fällt auf, daß im oberen Drittel des Übertragungsbereiches diese keine Aufspaltung zeigen. Hier ist der

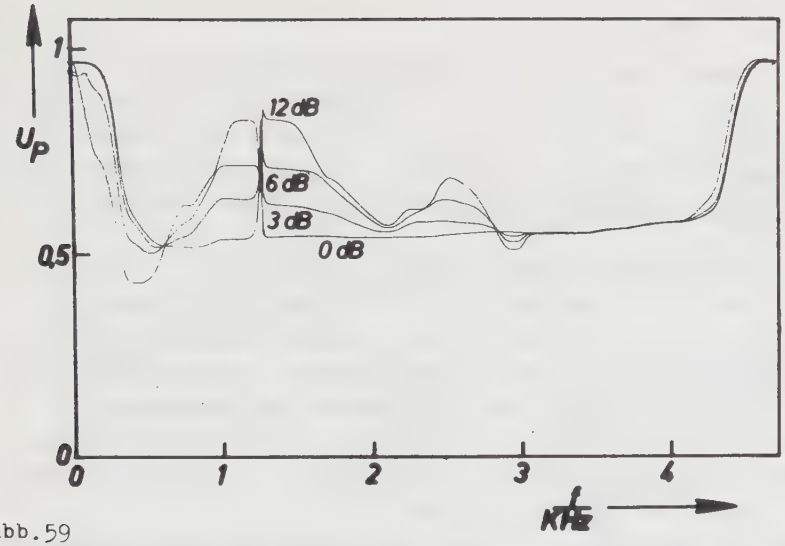


Abb.59

ESB-Begrenzung eines Doppeltonsignals (Die Amplituden seiner sinusförmigen Komponenten sind gleich.), von dem eine Komponente frequenzkonstant (f = 1,25 KHz) ist, während die andere über die Breite des Basisbandes variiert.
Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz der frequenzvariablen Komponente bei verschiedenen Begrenzungsgraden.

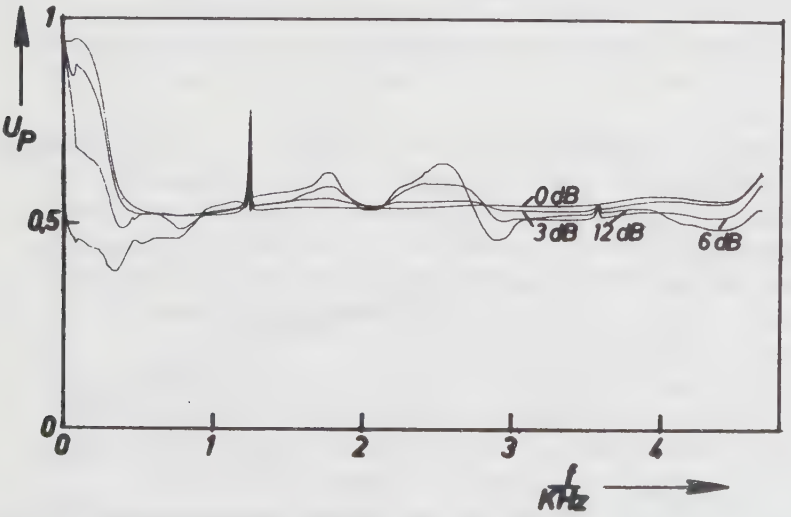


Abb.60

DSB-Begrenzung und anschließende Filterung mit einem ESB-Filter von einem Doppeltonsignal (Die Amplituden seiner sinusförmigen Komponenten sind gleich.), von dem eine Komponente frequenzkonstant (f = 1,25 KHz) ist, während die andere über die Breite des Basisbandes variiert.Normierte Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz der frequenzvariablen Komponente.

Frequenzabstand der beiden Doppeltonkomponenten so groß, daß keine der bei dem Begrenzungsprozeß entstehenden Intermodulationsprodukte in den Übertragungsbereich des hinter den Begrenzer geschalteten ESB-Filters fallen. Durch das Filter wird bei jedem Begrenzungsgrad die Originalform des Signals wiederhergestellt.
Sind die beiden Doppeltonkomponenten eng benachbart, dann ist die Zahl der in den Übertragungsbereich fallenden Intermodulationsprodukte sehr groß. Das Signal ist dann im wesentlichen nur noch phasenmoduliert und weist deshalb kaum noch Hüllkurvenschwankungen auf. Bemerkenswert am Verlauf der Meßkurven ist schließlich noch, daß trotz Begrenzung die Ausgangsleistung bei bestimmten Signalkombinationen unter den Wert absinkt, den man für den unbegrenzten Doppelton erhält.
Eine gewisse Ähnlichkeit der Kurvenverläufe ist dann vorhanden, wenn der variable Ton in der Umgebung der doppelten Festfrequenz liegt. Ansonsten sind die Kurven verschieden. Es fehlt insbesondere bei der DSB-Begrenzung der Anstieg der Leistung in der Umgebung der Festfrequenz. Außerdem hat die DSB-Begrenzung ein Absinken der mittleren Ausgangsleistung zur Folge, wenn die variable Komponente im oberen Drittel des Basisbandes liegt.
Die mit diesen Messungen gewonnenen Ergebnisse stehen im Einklang mit denen, die wir bei der Diskussion der Spektren erarbeitet haben.
Die folgenden Diagramme, in denen die normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für eine Anzahl von Doppeltönen aufgezeichnet ist, spiegeln den zuvor geschilderten Sachverhalt wider. Je nach Linienabstand und Lage der beiden Frequenzkomponenten im Übertragungsband vergrößert oder verringert sich die Meßspannung, wenn die Begrenzung des Signals verstärkt wird.
In den drei Begrenzeranordnungen werden dieselben Testsignale benutzt, so daß ein Vergleich der Meßergebnisse möglich ist.
Eine Anzahl von Meßkurven hat bereits bei einem Begrenzungsgrad von 10 dB den absoluten Höchstwert annähernd erreicht.
Im Vergleich mit den Meßkurven der übrigen Begrenzungsverfahren fällt auf, daß bei DSB-Begrenzung und Filterung mit einem ESB-Filter für bemerkenswert viele Testsignale der Leistungspegel absinkt und einige Meßkurven weniger glatt verlaufen. Bei dem anderen DSB-Begrenzungsverfahren ergeben sich die stärksten Änderungen im Leistungspegel.

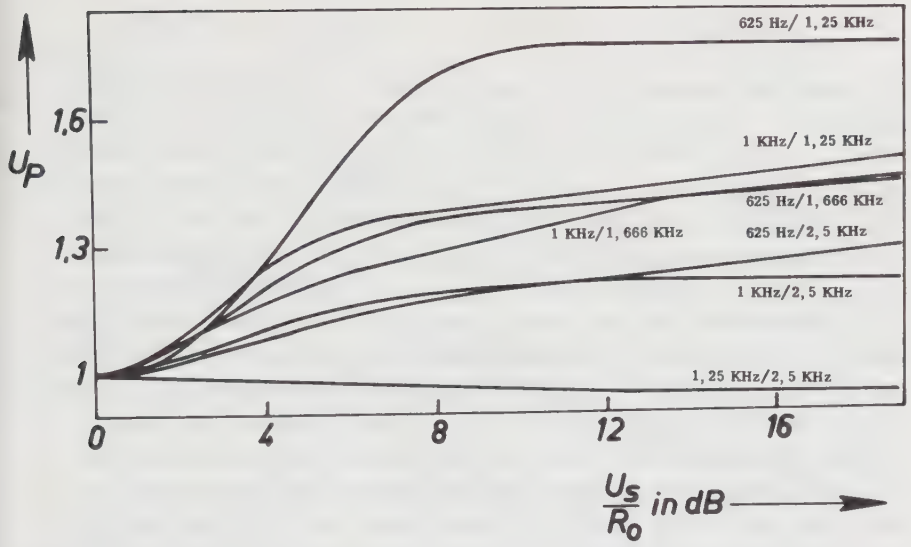


Abb.61

Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für verschiedene Doppeltonsignale bei DSB-Begrenzung und anschließender Filterung mit einem DSB-Filter.

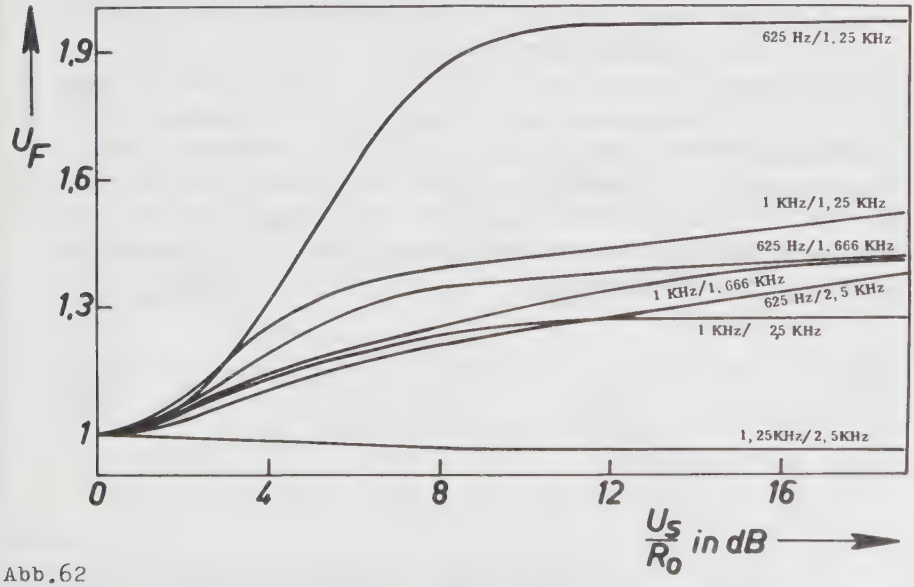


Abb.62

Normierte Ausgangsspannung der Fehlerstufe in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für verschiedene Doppeltonsignale bei DSB-Begrenzung und anschließender Filterung mit einem DSB-Filter.

Für diese Versuchsanordnung ist auch der Verlauf der Ausgangsspannung der Fehlerstufe in einer Grafik dargestellt, um zu zeigen, daß sich dieser qualitativ von dem ersteren nur wenig unterscheidet. Dies gilt auch für die anderen Versuchsanordnungen. Die Meßspannung, die die Korrelationsstufe liefert, wird ebenso wie die Ausgangsspannung der Fehlerstufe von der Laufzeit des Signals durch den Kanal mitbestimmt. Die Ausgangsspannung des Leistungsmessers ist die einzige Meßgröße, die von diesem Parameter unabhängig ist. Wir stellen sie daher in den Vordergrund unserer Betrachtung. Die Schwankungen der Ausgangsleistung sind allein auf die Veränderungen in der Signalstruktur und diese wiederum auf die Einwirkung des Begrenzers zurückzuführen.
Für eine anwendungsbezogene Interpretation dieser Ergebnisse betrachten wir jetzt speziell am Beispiel der ESB-Begrenzung das Doppeltonsignal 1 KHz/1,666 KHz. Sein Spitzenwert möge eine langsam veränderliche Funktion sein und zwischen 1 Volt und 20 Volt variieren, bevor der Begrenzer das Signal nivelliert. Die Dynamik des Signals vor dem Begrenzer beträgt also 26 dB. Ist die Begrenzerschwelle auf 1 Volt eingestellt, dann ist bei einer Eingangs-Signalspannung von 20 Volt der Begrenzungsgrad 26 dB, bei einer Eingangsspannung von 1 Volt ist er 0 dB. Unser Meßergebnis zeigt, daß bereits bei einem Begrenzungsgrad von 10 dB die Ausgangsleistung ihren Maximalwert annimmt. Er ist etwa 1,1 mal so groß wie ohne Begrenzer-Einwirkung. Das Ausgangssignal weist demnach nur noch eine Dynamik von 0,4 dB auf. Die Verfälschung des Doppeltons ist abhängig vom Spitzenwert des Eingangssignals und hat bereits bei einer Spannung von 3,2 Volt ihr Maximum erreicht.

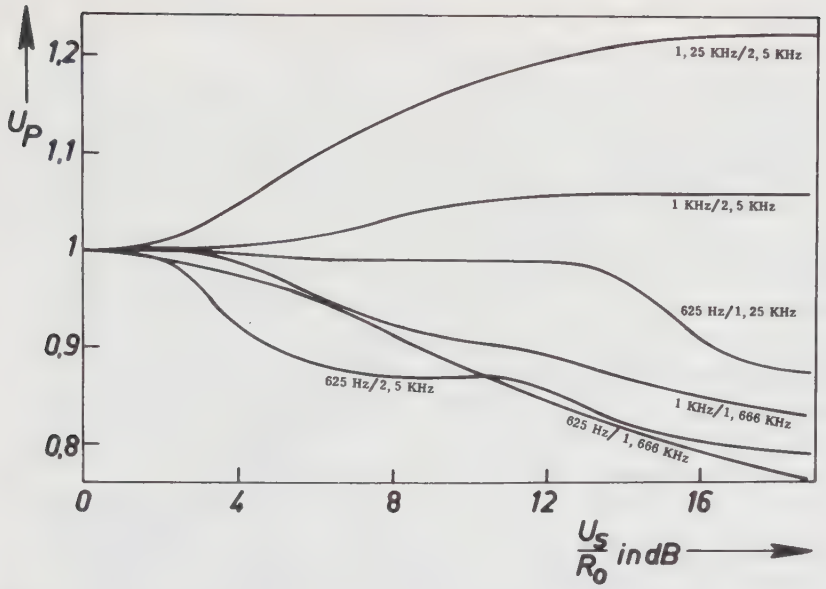


Abb.63

Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für verschiedene Doppeltonsignale bei DSB-Begrenzung und anschließender Filterung mit einem ESB-Filter.

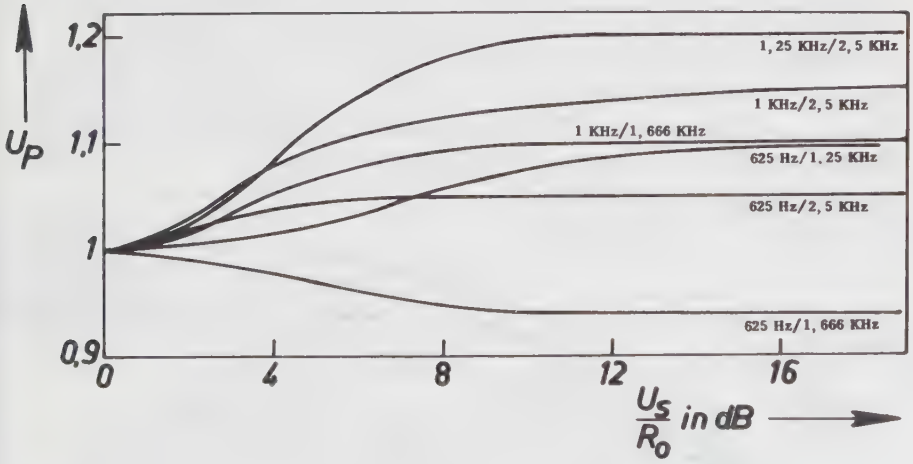


Abb.64

Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für verschiedene Doppeltonsignale bei ESB-Begrenzung.

7.6. Amplitudenbegrenzung von Mehrfachtönen.

Wir schließen dieses Kapitel ab mit Meßergebnissen, die für kohärente Mehrtonsignale gewonnen wurden. Aus der Vielzahl der mit der Apparatur realisierbaren komplexeren Signalformen wurde eine ganze Reihe mit der Meßapparatur untersucht. Prinzipiell neue Ergebnisse wurden dabei nicht erzielt. Erwähnenswert ist, daß zumindest bei der DSB-Begrenzung der Anstieg der mittleren Signalleistung bei zunehmendem Begrenzungsgrad für die Mehrtonsignale größer ist als für Zweitonsignale. Dies erklärt sich daraus, daß Mehrtonsignale im allgemeinen einen größeren Scheitelfaktor haben als Doppeltonsignale und folglich die Hüllkurve von Mehrtonsignalen durch den Begrenzer stärker nivelliert werden kann.
Aus dem umfangreichen Material seien die folgenden Meßkurven willkürlich herausgegriffen. Es handelt sich um den Verlauf der normierten Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad für Mehrtonsignale, deren Spektralkomponenten die gleiche Amplitude haben. Auf die Angabe der entsprechenden Funktionen für die normierte Fehlerspannung bzw. die normierte Ausgangsspannung der Korrelationsstufe wurde verzichtet, da diese Meßkurven mit den ersteren qualitativ übereinstimmen. Tendenziell ergibt sich hier wieder das gleiche Bild wie bei der Begrenzung eines Zufallssignals: Der Leistungsanstieg ist am größten bei der DSB-Begrenzung und Filterung mit einem DSB-Filter, dann folgt die ESB-Begrenzung und schließlich die DSB-Begrenzung bei Filterung mit einem ESB-Filter.

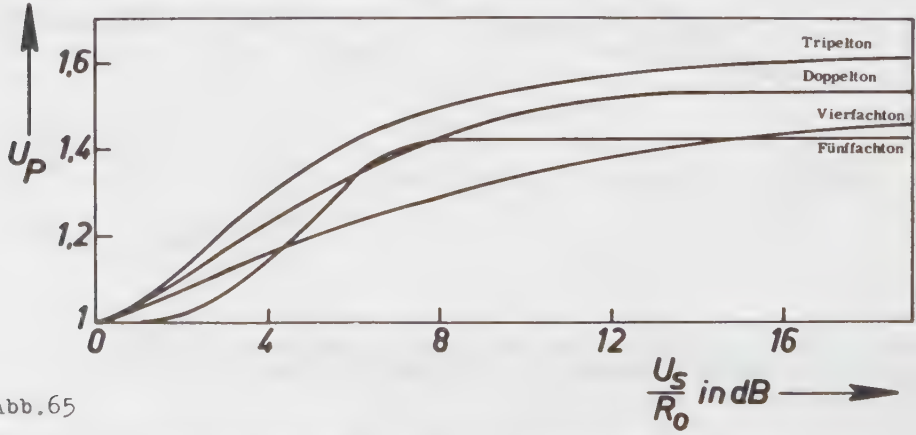


Abb.65

Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad bei ESB-Begrenzung von Mehrtonsignalen.

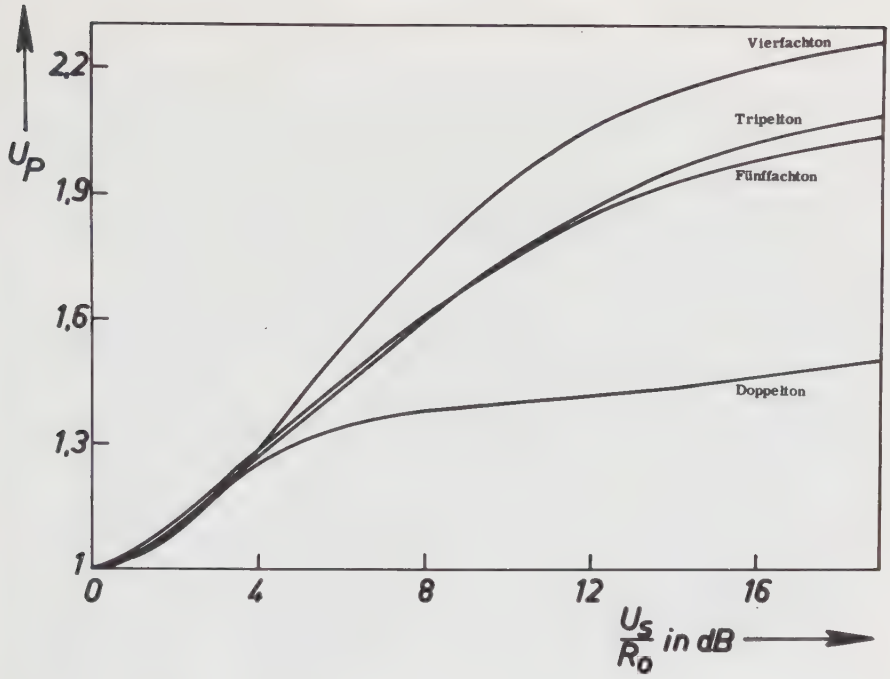


Abb.66
Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad bei DSB-Begrenzung von Mehrtonsignalen und Filterung mit DSB-Filter.

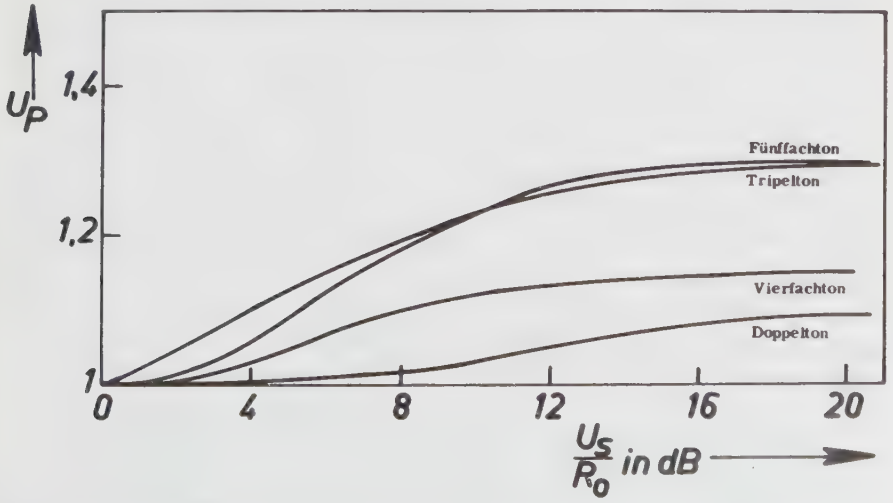


Abb.67
Normierte Ausgangsspannung des Leistungsmessers in Abhängigkeit vom Begrenzungsgrad bei DSB-Begrenzung von Mehrtonsignalen und Filterung mit ESB-Filter.

8. Diskussion der Meßergebnisse.

Die Ergebnisse der Experimente können grundsätzlich unter zwei verschiedenen Blickwinkeln betrachtet werden. Bei der Begrenzung eines spezifischen Signals wird im allgemeinen dessen Scheitelfaktor verändert. Damit ist eine Verfälschung des Signals verbunden. Meistens wird dabei die mittlere Leistung des Signals vergrößert. Es sind aber auch Fälle möglich, in denen keine Vergrößerung oder gar eine Abnahme der mittleren Leistung festzustellen ist, wenn nach der Begrenzung das Signal durch einen Verstärker wieder auf den ursprünglichen Spitzenwert angehoben wird. Wir können unser Augenmerk speziell darauf richten, wie diese Änderungen von der jeweiligen Einstellung der Begrenzerschwelle abhängen. Der andere Aspekt ist die Fragestellung: In welchem Maß reduziert die Begrenzeranordnung Pegelschwankungen und welche Begleiterscheinungen treten dabei auf? Betrachten wir dazu eine Quelle, die ein bestimmtes Signal erzeugt, wobei dessen Pegel, ohne daß sich an der Gestalt des Signals etwas ändert, eine langsam veränderliche Funktion der Zeit ist und zwischen einem Maximal- und einem Minimalwert schwankt. Wird ein solches Signal auf den Eingang des Begrenzers gegeben, dann wird bei genügend niedriger Begrenzerschwelle die Schwankungsbreite des Signals verringert. Gleichzeitig tritt dabei aber eine, diesmal durchaus unerwünschte Verformung des Signals auf. Wenn wir den Begriff "Scheitelfaktor" erweitern und darunter jetzt das Verhältnis vom Spitzenwert der Leistung beim Pegelmaximum zu dem langzeitigen Leistungsmittelwert verstehen, dann können wir ihn jetzt auch verwenden. Wir erkennen leicht, daß diesmal bei der Begrenzung der so definierte Scheitelfaktor immer zu kleineren Werten hin verändert wird.

Es war unser ursprüngliches Anliegen, Nachrichtenübertragungssysteme für Telefonie effektiver zu gestalten. Die letztere Problemstellung zielt in diese Richtung. Es fragt sich allerdings, inwieweit die mit ganz konkreten Signalen gewonnenen Ergebnisse auf Telefoniesignale übertragbar sind. Bevor wir diese Frage beantworten, müssen wir uns mit den wesentlichen Eigenschaften von Telefoniesignalen vertraut machen.

Betrachtet man die Ausgangsspannung eines Mikrofons mit einem

Oszillografen, wenn es von einem Nachrichtensprecher besprochen wird, dann fallen die relativ großen Änderungen der Spannungsamplitude auf. Bemerkenswert sind ferner die mehr oder weniger kurzen Sprachpausen, in denen vom Mikrofon kein Signal geliefert wird. Ein Spektrumanalysator registriert vornehmlich im niederen Frequenzbereich intensive Spektrallinien, während die Linienintensität zur oberen Frequenzgrenze hin stark abnimmt. Die niedrigen Frequenzen sind für die Verständlichkeit von weniger großer Bedeutung, wohingegen die hohen Frequenzen, die von den Zischlauten herrühren, für die Verständlichkeit von größerer Wichtigkeit sind. Dieser Tatsache trägt man bekanntlich bei der im UKW-Bereich üblichen Frequenzmodulation Rechnung, indem man, bevor der Sender mit dem Niederfrequenzsignal moduliert wird, die hohen Frequenzen des Modulationsspektrums gegenüber den niedrigen Frequenzkomponenten anhebt und auf der Empfangsseite diesen Prozeß wieder rückgängig macht. Man erreicht dadurch eine wesentliche Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses.

Telefoniesignale sind stochastische Signale. Bei ihnen ist zwar die Ausdehnung des Spektrums und evtl. durch apparative Maßnahmen der absolute Höchstwert der Signalleistung festgelegt, im zeitlichen Verlauf können aber solche Signale ihre spektrale Zusammensetzung und damit ihre Gestalt innerhalb der vorgegebenen Grenzen beliebig verändern. Damit ist zwangsläufig ein großer Dynamikumfang des Signals verbunden. Soll ein Telefoniesignal originalgetreu übertragen werden, dann muß sich bei Vorgabe eines linearen Nachrichtenkanals dessen Leistungsübertragungskapazität nach dem absoluten Maximum des Signals richten. Dieser Höchstwert bestimmt letzten Endes die Kosten der Übertragungsstrecke. Die Reichweite des Signals in einem gestörten und verlustbehafteten Übertragungskanal ist dagegen von der mittleren Signalleistung abhängig. Diese ist aber wegen der großen Dynamik des Signals im Vergleich zum Spitzenwert relativ klein.

Die Begrenzeranordnung weist sich als eine Möglichkeit aus, die Schwankungsbreite der Signalamplitude einzuschränken, um bei Aussteuerung des Senders bis zu seinem leistungshöchstwert die mittlere Ausgangsleistung zu erhöhen.

Für die Untersuchung der bei dem Begrenzungsprozeß auftretenden Phänomene ist ein typisches Sprachsignal nicht ohne weiteres geeignet. Unsere Meßverfahren verlangten vom Testsignal mindestens eine Konstanz im Mittel. Deshalb wurden die Experimente mit Rausch- und Mehrtonsignalen durchgeführt. Sie können ohne Einschränkung als Repräsentanten für einfache Basisbandsignale angesehen werden. Die Schlußfolgerungen aus den Untersuchungsergebnissen sind für die Dimensionierung von praktischen Schaltungen für die Dynamikkompression von Sprachsignalen voll anwendbar.

Grundsätzlich ist im Basisband ein Tiefpaßfilter mit der Grenzfrequenz ω_g vorzusehen, welches die Breite des Spektrums des zu übertragenden Signals festlegt.

Bei der ESB-Begrenzung werden alle Frequenzkomponenten des Signals gleich behandelt. Eine Formung des Basisbandfrequenzgangs ist daher nicht erforderlich. Es ist aber durchaus sinnvoll, den intensiven, für die Verständlichkeit nicht so wichtigen niederfrequenten Spektralkomponenten weniger Gewicht einzuräumen und desnalb das Tiefpaßfilter durch eines mit Bandpaßcharakteristik zu ersetzen.

Die Begrenzung des Mikrofonsignals, also die Begrenzung im Basisband, der die DSB-Begrenzung äquivalent ist, erfordert dagegen auf jeden Fall Maßnahmen zur Absenkung des niederfrequenten Spektralanteils des Basisbandes. Bei allen Frequenzen, die kleiner sind als $\frac{1}{3}\omega_g$ kann der bei der Begrenzung auftretende dritte Oberton ebenfalls in den zu übertragenden Bereich des Basisbandes fallen. Man senkt also die Frequenzen ab, die kleiner als $\frac{1}{3}\omega_g$ sind, und zwar umso stärker, je dichter sie am unteren Ende des Spektrums liegen, weil von den niederen Frequenzen auch noch höhere Harmonische in den Übertragungsbereich fallen. Eine Filterung des begrenzten Basisbandsignals ist nicht unbedingt notwendig, weil das auf den Modulator folgende ESB-Filter die Breite des Übertragungskanals festlegt. Da aber die im Modulator eingesetzten Schaltungen in ihrem Verhalten immer mehr oder weniger von dem eines idealen Multiplizierers abweichen, indem z.B. ihre Übertragungscharakteristik noch einen zusätzlichen kubischen Anteil hat, ist es sinnvoll, dem Modulator nur die Frequenzen anzubieten, die von ihm weiter verarbeitet werden sollen. Man wird daher auch zwischen Begrenzer und Modulator ein Bandpaßfilter anordnen,

dessen Übertragungsbereich mit dem des vor dem Begrenzer angeordneten Filters übereinstimmt.
Begrenzt man das DSB-Signal und filtert mit einem ESB-Filter, welches normalerweise auf den Modulator folgt, da Telefoniesignale aus frequenzökonomischen Gründen immer als ESB-Signale übertragen werden, dann ist der Schaltungsaufwand für ein brauchbares Verfahren etwas geringer, da das zweite Niederfrequenzfilter eingespart werden kann.
Die nach diesen Grundsätzen aufgebauten Begrenzeranordnungen wurden in Bezug auf ihre Tauglichkeit für die Dynamikkompression von Sprachsignalen untersucht. Dabei hat sich gezeigt, daß mit ihnen die mittlere Signalleistung bis um 10 dB angehoben werden kann, ohne daß der vorgegebene Leistungsspitzenwert des Senders dabei überschritten wird.
Bei ESB-Begrenzung ist eine Verschlechterung der Sprachverständlichkeit kaum zu verzeichnen; bei DSB-Begrenzung hält sich die Einbuße an Verständlichkeit in tragbaren Grenzen.

9. Schlußbemerkungen.

In dieser Arbeit wurde gezeigt, daß es mit Hilfe von Begrenzern möglich ist, den Wirkungsgrad von Schmalbandübertragungssystemen für Telefonie zu verbessern. Für die Beschreibung der bei der Amplitudenbegrenzung von Signalen auftretenden Phänomene bot sich zunächst ein rein mathematisches Verfahren an, welches es gestattete, die nichtlinear beeinflußten Signale durch Reihenentwicklungen darzustellen. Dieses Vorgehen hätte aber sehr umfangreiche Rechnungen erfordert. Außerdem haftet dem Verfahren der Nachteil der Unanschaulichkeit an.
Es wurde deshalb eine Meßapparatur aufgebaut, die alle wesentlichen Einheiten einer Übertragungsstrecke enthält und die mit Auswertevorrichtungen versehen ist, die einen quantitativen Vergleich der Originalnachricht mit der durch die Begrenzung veränderten Nachricht ermöglichen.
Die Vorteile der Apparatur lagen vor allem darin, daß der Signalfluß durch den Kanal an wesentlichen Stellen direkt beobachtbar war und die Auswirkungen von Parameteränderungen unmittelbar studiert werden konnten.
Da der Kanal in einer zwar typischen aber durch die Wahl eines bestimmten Filtertyps und durch Festlegung der Bandbreite in spezifischer Weise aufgebaut wurde, ist die Allgemeingültigkeit der Meßergebnisse eingeschränkt. Zudem haften ihnen Fehler an, da die in den Meßschaltungen verwendeten elektronischen Multiplizierer nicht vollkommen ideal sind.
Das Schwergewicht der Untersuchungen lag jedoch auf einem Vergleich der verschiedenen Begrenzersysteme. Diesbezüglich sind die mit der Apparatur erzielten Untersuchungsergebnisse durchaus repräsentativ.
Von ganz entscheidendem Nutzen war die Apparatur schließlich bei der Behandlung des physiologischen Aspekts des Problems, nämlich bei der Untersuchung, inwieweit die bei der Begrenzung entstehenden Intermodulationsprodukte das Klangbild der Sprache beeinflussen und deren Verständlichkeit beeinträchtigen.

Literaturverzeichnis

[1] H. Wolter, On Basic Analogies and Principal Differences between Optical and Electronic Information, Progress in Optics 1, S. 187 - 195 (1961)

[2] K. Küpfmüller, Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung, S. 237 - 240: Hirzel-Verlag Stuttgart 1973

[3] W. Sollfrey, Hard Limiting of Three and Four Sinusoidal Signals, IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-15, No. 1, Jan. 1969

[4] P. C. Jain, Limiting of Signals in Random Noise, IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-18, No. 3, May 1972

[5] D. Middleton, An Introduction to Statistical Communication Theory, S. 105 - 123: Mc Graw-Hill Book Company, Inc. 1960

[6] Engeneering Staff of Philbrick/Nexus Research, Applications Manual for Operational Amplifiers: Nimrod Press, Boston 1968

[7] U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik: Springer-Verlag 1971

[8] Goldman, Frequency Analysis, Modulation and Noise: Dover Publications, Inc. New York 1967

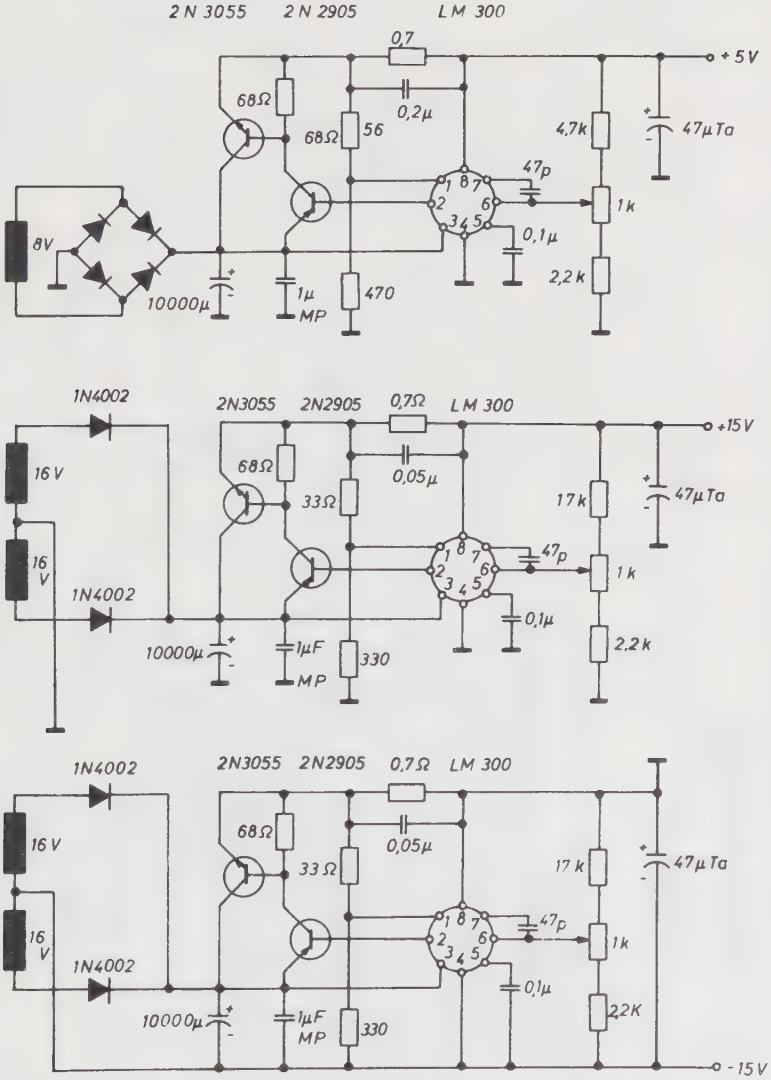
[9] Panter, Modulation, Noise and Spectral Analysis: Mc Graw-Hill, Inc. 1965

[10] W. Magnus und F. Oberhettinger, Formeln und Sätze für die speziellen Funktionen der mathematischen Physik: Springer-Verlag 1948

Anhang

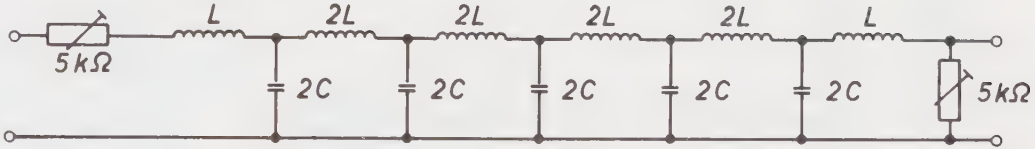
SCHALTPLÄNE DER MESSAPPARATUR

Netzteil


2 N 3055
2 N 2905
LM 300
0,7
+ 5V
68Ω
0,2µ
68Ω
56
4,7k
47µTa
47p
1 k
8V
0,1µ
2,2 k
10000µ
1µ
MP
470
1N4002
2N3055
2N2905
0,7Ω
LM 300
+15V
16 V
68Ω
0,05µ
33Ω
17 k
47µTa
16 V
47p
1 k
1N4002
0,1µ
10000µ
1µF
MP
330
2,2 k
1N4002
2N3055
2N2905
0,7 Ω
LM 300
16 V
68Ω
0,05µ
33 Ω
17 k
47µTa
16 V
47p
1 k
1N4002
0,1µ
10000µ
1µF
MP
330
2,2K
- 15 V

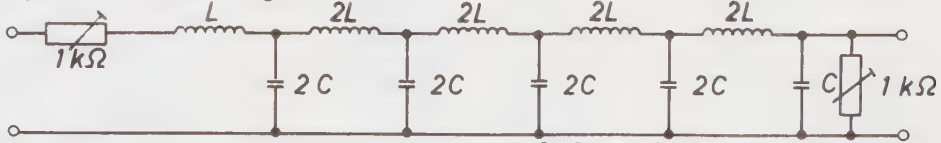
Aufbau der in der Apparatur verwendeten Filter

1) Demodulator - Tiefpaß



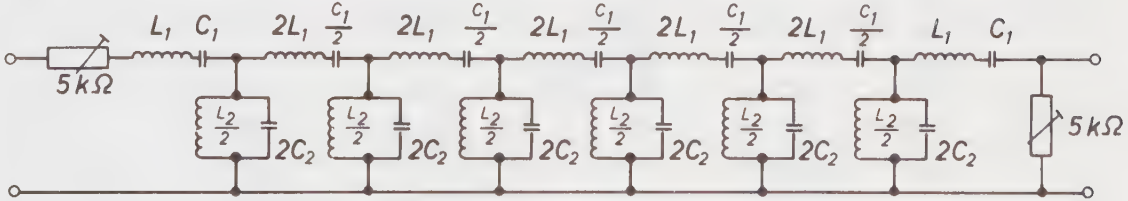
C = 12,5 nF L = 56,3 m H

2) Tiefpaß im Basisbandgenerator



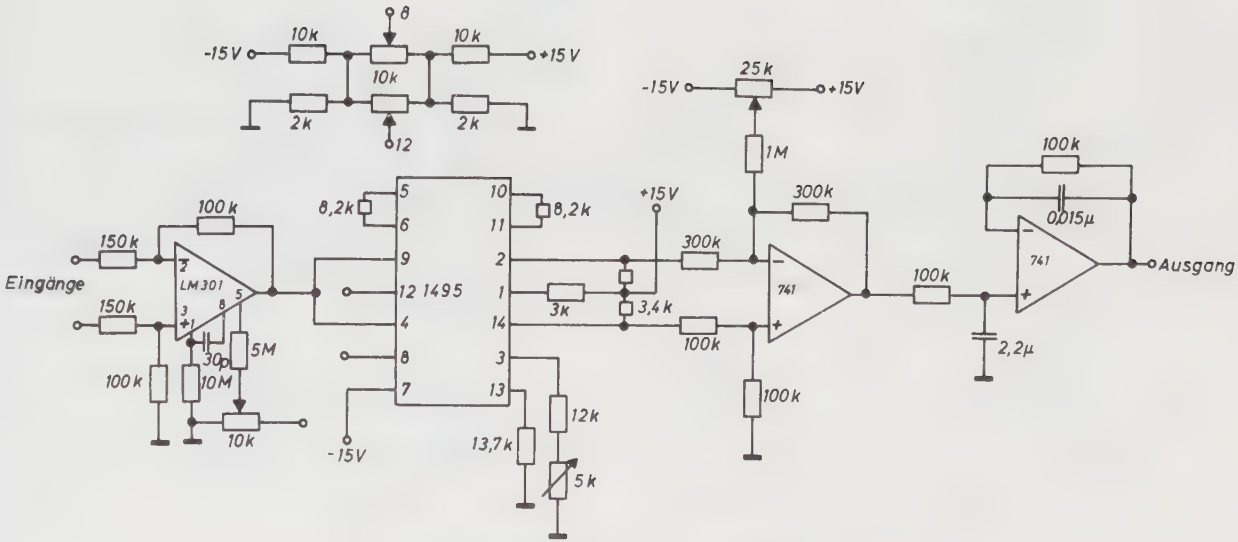
C = 36,8 n F L = 20 m H

3) Bandpässe für Ein- und Zweiseitenband-Übertragung

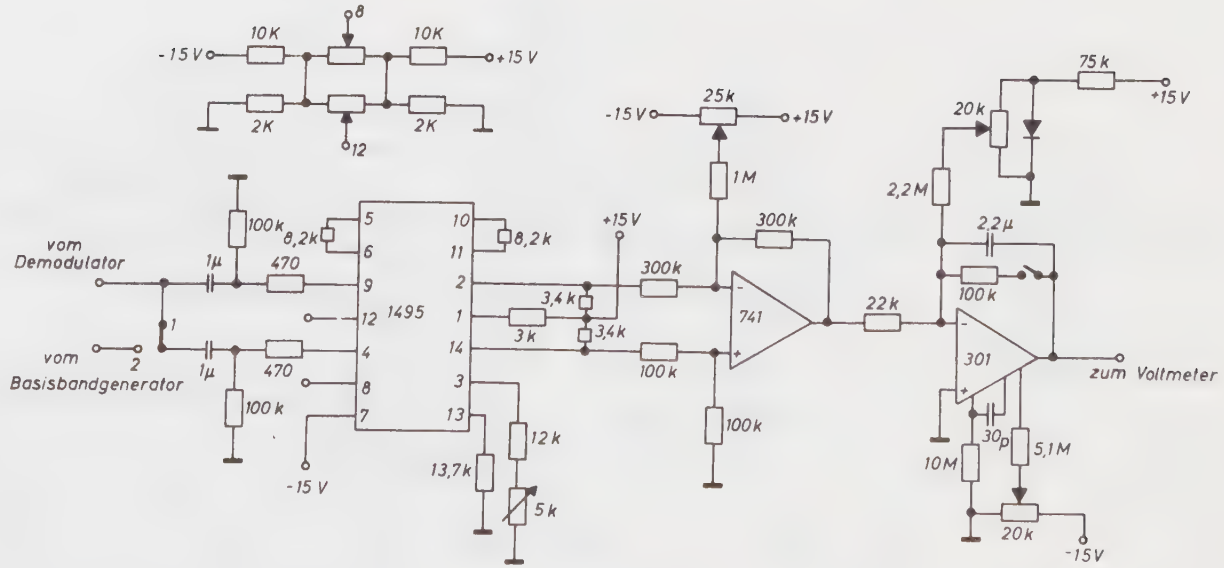


DSB - Filter:		ESB - Filter:	
L_1 = 38,1 m H	L_2 = 7,72 m H	L_1 = 0,14 H	L_2 = 3,57 m H
C_1 = 1,12 n F	C_2 = 5,5 n F	C_1 = 300pF	C_2 = 9,2 n F

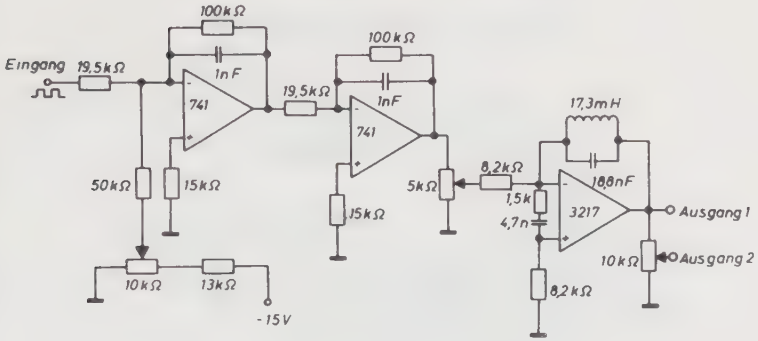
Fehlerstufe



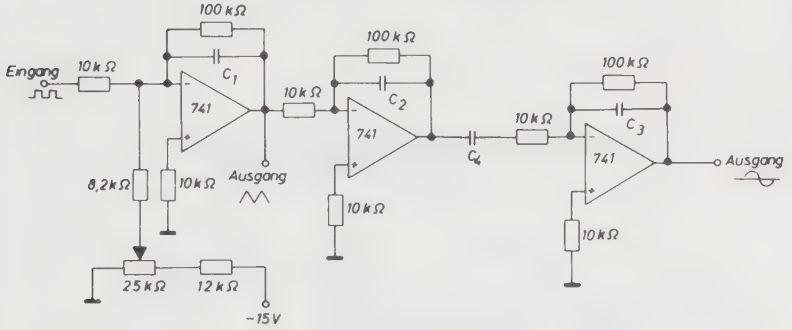
Leistungsmesser und Korrelator



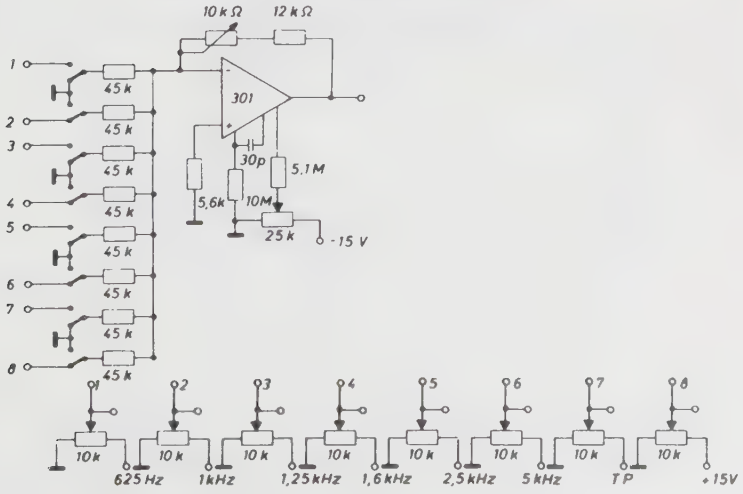
25 KHz - Sinussignal - Aufbereitung



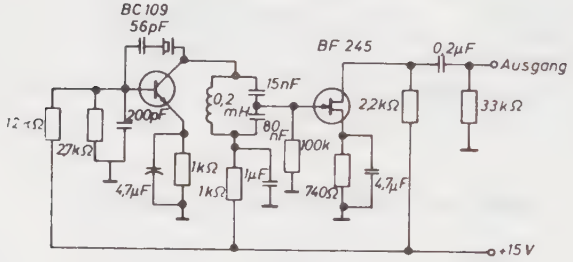
Basisband - Sinussignal - Aufbereitung



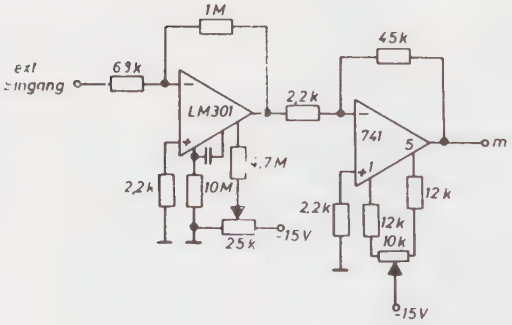
Addierstufe im Basisbandgenerator



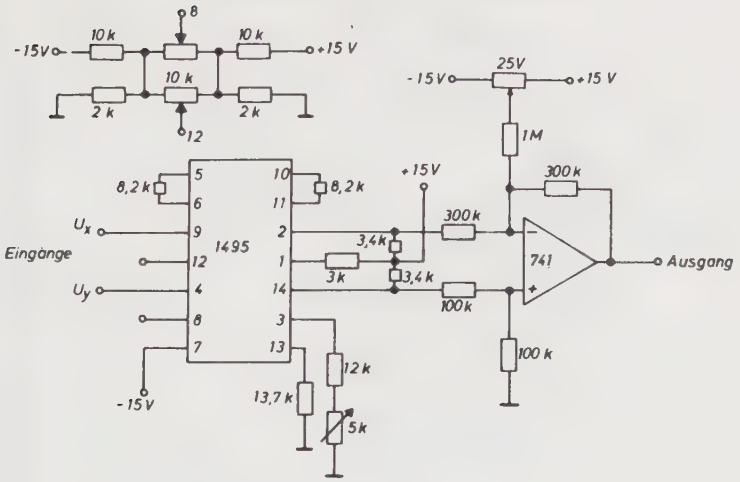
Muttergenerator
(100KHz-Quarz-Oszillator)



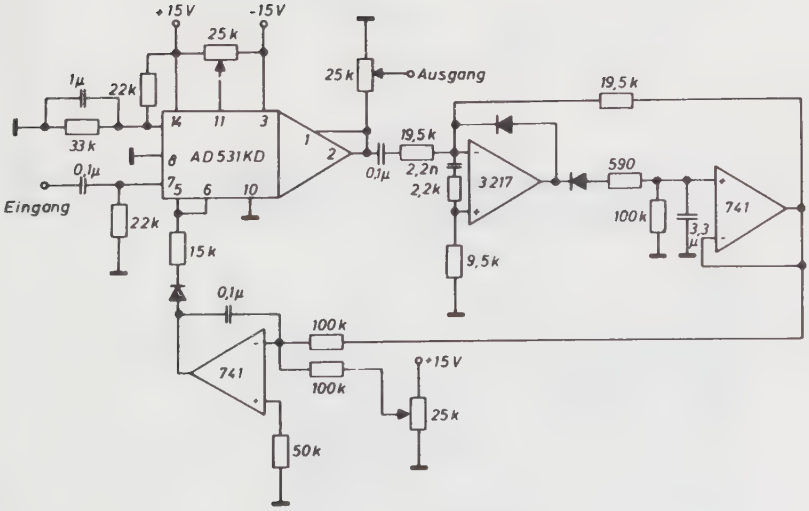
Vorverstärker für extern. Eingang



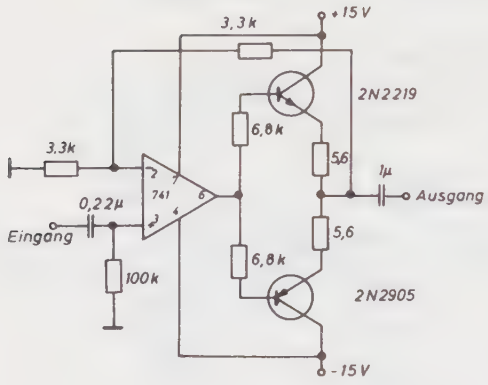
Multiplizierer bzw. Modulator



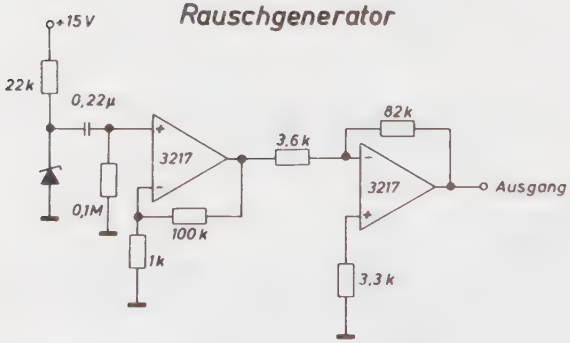
Regelverstärker



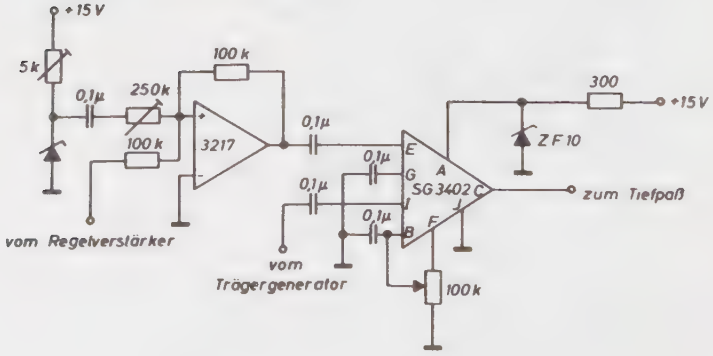
Trennverstärker



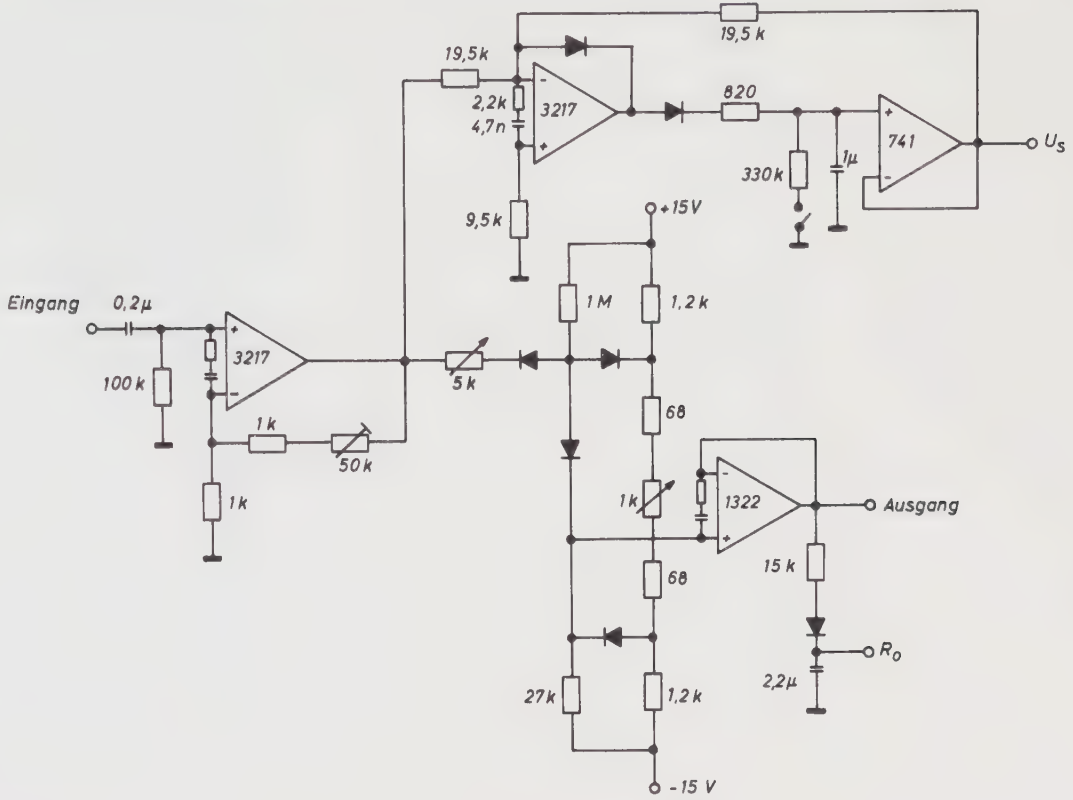
Rauschgenerator



HF-Addierstufe mit Demodulator Rauschgenerator



Begrenzer mit Vorverstärker und Spitzenwertmesser



Die vorliegende Arbeit entstand innerhalb der Arbeitsgruppe Wellen- und Informationsphysik des Fachbereichs Physik der Universität Marburg.
Dem Gruppenleiter, Herrn Prof. Wolter, gilt mein besonderer Dank für die Überlassung des Themas und das am Fortgang der Arbeit bekundete Interesse.

Lebenslauf

Ich, Jürgen-Peter S c h m i d t, wurde am 12. März 1942 als Sohn des damaligen Unteroffiziers Erwin Schmidt und seiner Ehefrau Klara geb. Wollschläger in Berlin geboren. Durch die Kriegsereignisse bedingt (Evakuierung nach Schlesien, Flucht ins damalige Sudetenland und spätere Ausweisung), wurden meine Eltern schließlich 1945 in Ehrsten Kr. Hofgeismar (Hessen) seßhaft. Hier besuchte ich ab April 1949 die dortige Volksschule. Im Juli 1952 verzogen meine Eltern nach Kassel, und ich setzte hier bis März 1953 den Volksschulbesuch fort.
Vom 1. 4. 1953 bis 31. 3. 1959 war ich Schüler des Gymnasiums "Albert-Schweitzer-Schule" in Kassel und wechselte am 1. 4. 59 zum Gymnasium "Wilhelmschule", ebenfalls in Kassel, wo ich im Februar 1962 die Reifeprüfung ablegte.
Anfang April 1962 begann ich das Studium der Physik an der Philipps-Universität in Marburg/Lahn, erreichte am 2. 5. 1964 das Vordiplom und legte die Diplomfächerprüfung im Oktober 1966 ab. Nach dem Abschluß der Diplomarbeit im Juli 1970 im Institut für angew. Physik in Marburg/Lahn verwaltete ich dort für ein halbes Jahr eine Assistentenstelle. Seit Januar 1971 bin ich im Fachbereich Physik als Wissenschaftlicher Angestellter beschäftigt.